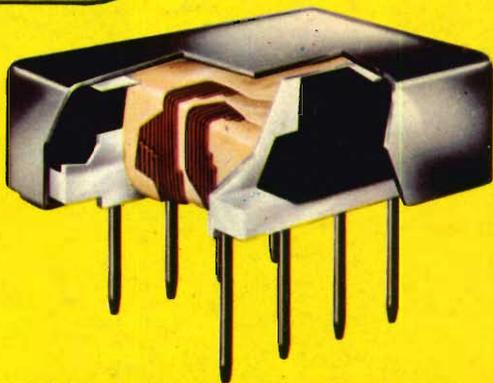
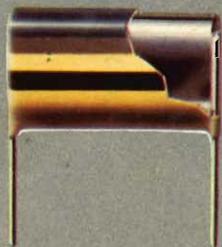
SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

3

ARGENTINA	Pesos 135	FRANCIA	Fr. Fr. 4.70	PARAGUAY	Guar. 120
AUSTRALIA	Sh. 12.10	GERMANIA	D. M. 3.85	PERU'	Sol. 42.85
AUSTRIA	Sc. 24.90	GIAPPONE	Yen. 346.80	PORTOGALLO	Esc. 27.60
BELGIO	Fr. Bg. 48	INGHILTERRA	Sh. 6.10	SPAGNA	Pts. 57.70
BRASILE	Crs. 1.200	ISRAELE	L. I. 3.30	SUD - AFRICA	R. 0.80
CANADA	$ Can. 1.20	JUGOSLAVIA	Din. 725	SVIZZERA	Fr. S. 4.15
CILE	Esc. 1.35	LIBIA	L. Lib. 0/345	TURCHIA	L. T. 8.70
DANIMARCA	Kr. D. 6.65	MALTA	Sh. 6.10	URUGUAY	Pesos 10.45
EGITTO	Leg. 0/420	NORVEGIA	Kr. N. 6.90	U.S.A.	$ 1.60
ETIOPIA	$ Et. 2.35	OLANDA	Fol. 3.50	VENEZUELA	Bs. 6.60

Marzo / Aprile 1967

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III

LIRE 400

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE
FIVRE

Editore: J.C.E.
Direttore Responsabile: ANTONIO MÁRIZZOLI

Sped. in abb. post. Gr. III

N. 3 - Marzo 1967

SOMMARIO

Direzione, Redazione, Ufficio Pubblicità: V.le Matteotti, 66 - Cinisello Balsamo - Milano - Tel. n. 92.89.391 - Amministrazione: Piazza Castello n. 22 - Milano - Autoriz. alla Pubbl. Tribunale di Milano n. 4261 dell'1-3-1957. Stampa: S.Ti.E.M. S. Donato Milanese - Concessionario esclusivo per la diffusione in Italia e all'Estero: SODIP - Via Zuretti, 25 - Telefono 6884251 - Milano - Prezzo della Rivista L. 400, numero arretrato L. 800 - Abbonamento annuo L. 4.000, per l'Estero L. 5.500. I versamenti vanno indirizzati a: Selezione di Tecnica Radio-TV - Viale Matteotti, 66 - Cinisello Balsamo - Milano. C/C Postale 3/40678. Per i cambi d'indirizzo, allegare alla comunicazione l'importo di L. 200, anche in francobolli.

TELEVISORE SPERIMENTALE A COLORI

Amplificatore di luminanza
Circuito di pilotaggio del catodo
Mantenimento della scala dei grigi

Parte III

Si descrive l'amplificatore di luminanza e la relativa linea di ritardo. Si mettono in evidenza le caratteristiche che deve possedere un siffatto amplificatore. La corrente dei raggi di elettroni nel cinescopio non deve superare un valore limite. Il circuito di pilotaggio del catodo deve soddisfare a precise esigenze, come pure le tensioni presenti sulle griglie controllo, sui catodi e sulle griglie schermo del cinescopio devono mantenere durante il funzionamento del ricevitore dei rapporti ben determinati. Solo così si potrà avere una perfetta resa della « scala dei grigi » sullo schermo del cinescopio.

L'amplificatore del segnale di luminanza è a stadio singolo (fig. 12); la valvola impiegata è la sezione L della valvola decal PFL 200 (V_{11}). La sezione **F** di questa stessa valvola viene usata come rivelatrice della tensione del C.A.G. (vedi parte II). La regolazione del contrasto (un potenziometro inserito nel circuito della griglia schermo), permette di applicare alla griglia schermo una tensione variabile tra 50 V e 190 V. La tensione di griglia schermo determina, com'è noto, il valore massimo della corrente anodica e quindi il massimo **livello del bianco** del segnale di luminanza. **Il livello del nero** viene mantenuto a potenziale costante dal circuito del C.A.G. Quando viene diminuita la tensione della griglia schermo, il livello del bianco si avvicina al livello del nero, ed il contrasto viene quindi ridotto.

Quando il ricevitore viene « acceso » e in antenna non è presente alcun segnale, la corrente anodica dell'amplificatore di luminanza è elevata al punto tale che la tensione presente sull'anodo tende ad avvicinarsi al valore di tensione anodica in corrispondenza del « ginocchio » della curva caratteristica anodica. Ciò potrebbe produrre un elevato valore della corrente di griglia schermo e di conseguenza una dissipazione eccessiva sulla medesima nel caso in cui su tale elettrodo permanesse un valore elevato di tensione. Per questo motivo, viene inserito nella linea di alimentazione della prima valvola amplificatrice F.I. e del punto caldo del potenziometro del contrasto un resistore di caduta in comune (R_{20}) da 1,5 kΩ, come indicato nella sezione 3.3.3 (fig. 13).

In questa maniera, in assenza di segnale, la corrente assorbita dalla Iª valvola F.I. è elevata, e di conseguenza viene ridotta la tensione applicata alla griglia schermo dell'amplificatore di luminanza.

L'accoppiamento del potenziometro del contrasto con il secondo stadio amplificatore F.I. è stato illustrato nella sezione 3.3 mentre l'accoppiamento con lo stadio rivelatore del C.A.G. è stato illustrato nella se-

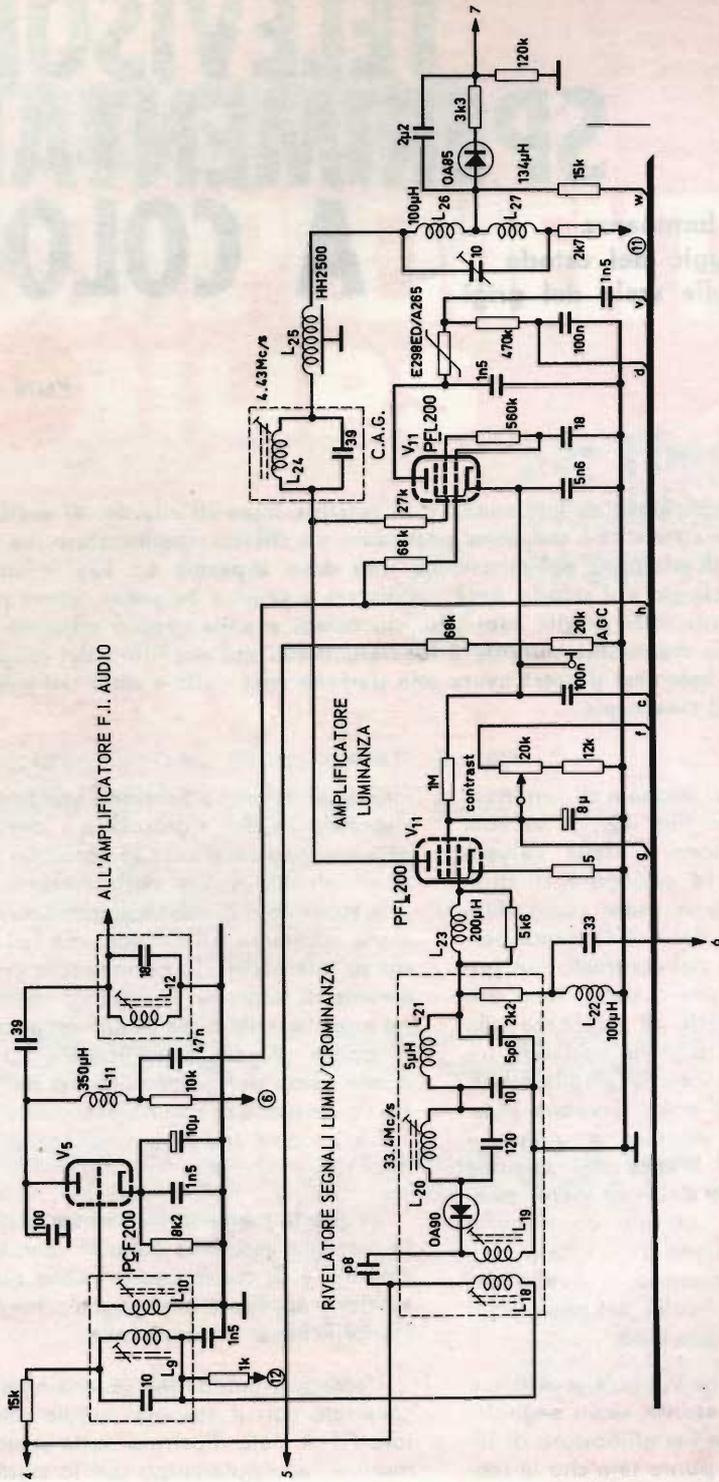



Fig. 12 - Schema elettrico dell'amplificatore di luminanza.

zione 3.3.3. (fig. 12). Un altro interessante accoppiamento viene effettuato con la griglia schermo del separatore di sincronismi (V_8) allo scopo di variare l'escursione della tensione di polarizzazione di griglia in funzione del livello del segnale di luminanza applicato.

3.4.1. Linea di ritardo

La linea di ritardo viene inserita nel circuito anodico dell'amplificatore di luminanza. Il tipo è HH 2500 dell'Hackethal con impedenza caratteristica di 2900 Ω (L_{25}). Il tempo di ritardo è 0,5 μsec. (fig. 12).

In un amplificatore di luminanza a stadio singolo, tale linea può essere inserita sia nel circuito di griglia che in quello dell'anodo. Con l'inserzione della linea nel circuito di griglia si rischia comunque di produrre delle riflessioni alle frequenze elevate del segnale video che possono ritornare verso il circuito rivelatore. Queste riflessioni possono danneggiare seriamente il segnale di crominanza che proviene, com'è noto, dallo stesso circuito rivelatore.

Tutti questi inconvenienti possono essere evitati inserendo la linea di ritardo nel circuito anodico dell'amplificatore di luminanza. Per ridurre le riflessioni sarà bene inoltre che la linea venga terminata con il suo caratteristico valore di impedenza, mentre l'inevitabili capacità distribuite del circuito dovranno essere compensate mediante adatte induttanze (L_{26}, L_{27}). Tanto più piccolo sarà il valore della capacità dispersa e tanto minore vi sarà il pericolo che insorgano riflessioni. Sarà quindi della massima importanza che la capacità del cablaggio, specialmente sulla terminazione della linea sia la più ridotta possibile. Mediante un condensatore variabile (C_{69} = 10 pF) si può accordare la terminazione della linea per il minimo di riflessione.

3.4.2. Larghezza di banda guadagno e tensione di uscita dell'amplificatore di luminanza

In questo ricevitore la misura delle capacità sul circuito anodico dell'amplificatore

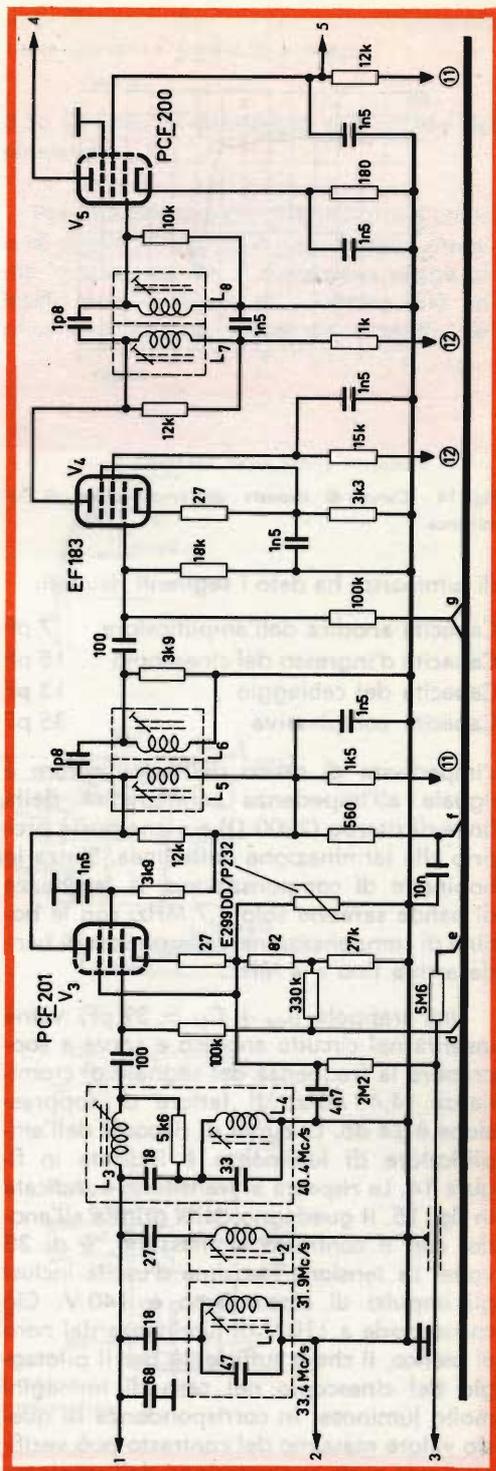
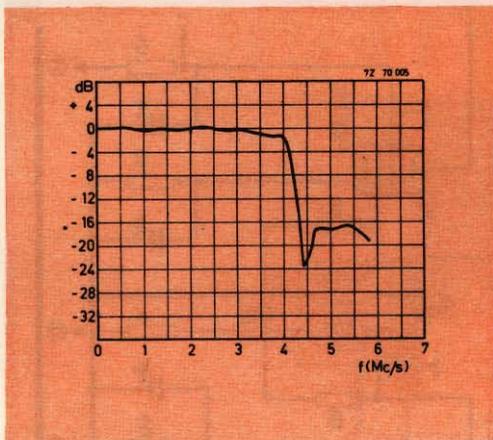



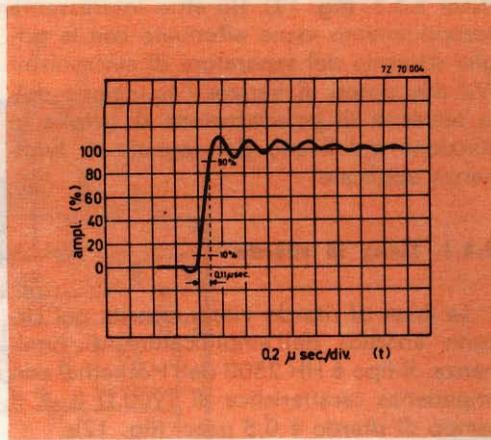
Fig. 13 - Schema elettrico dell'amplificatore della frequenza intermedia.

Fig. 14 - Curva di risposta dell'amplificatore di luminanza.

Fig. 15 - Risposta al transitorio.

di luminanza ha dato i seguenti risultati:

Capacità anodica dell'amplificatore	7 pF
Capacità d'ingresso del cinescopio	15 pF
Capacità del cablaggio	13 pF
Capacità complessiva	35 pF

L'impedenza di carico dell'amplificatore è uguale all'impedenza caratteristica della linea di ritardo (2900 Ω) e viene posta proprio alla terminazione della linea. Senza le bobinette di compensazione, la larghezza di banda sarebbe solo 1,7 MHz; con le bobine di compensazione, la larghezza di banda arriva fino a 4 MHz.

Una trappola ($L_{24} + C_{64} = 39$ pF) viene inserita nel circuito anodico e serve a sopprimere la frequenza del segnale di crominanza (4,43 MHz). Il fattore di soppressione è 24 dB. La curva di risposta dell'amplificatore di luminanza è indicata in figura 14. La risposta al transitorio è indicata in fig. 15. Il guadagno dalla griglia all'anodo, con il contrasto al massimo, è di 38 volte. La tensione massima d'uscita inclusi gli impulsi di sincronismo è 140 V. Ciò corrisponde a 110 V di luminanza dal nero al bianco, il che è sufficiente per il pilotaggio del cinescopio nel caso di immagini molto luminose. In corrispondenza di questo valore massimo del contrasto può verificarsi una certa compressione dell'ampiezza dei sincronismi; ad ogni modo rimane sempre un buon margine di ampiezza in maniera tale che il separatore dei sincronismi può sempre lavorare in ottime condizioni. Un cinescopio nominale richiede in genere 95 V di pilotaggio per il segnale di luminanza corrispondente a correnti del raggio con valore di picco fino a 7,5 mA.

3.4.3. Limitazione della corrente media del raggio

Il valore elevato della tensione di pilotaggio fornita dall'amplificatore di luminanza produce elevati picchi della corrente del raggio del cinescopio. Il valore medio di questi picchi di corrente dei raggi può aggirarsi da 1 a 1,5 mA; ciò si riferisce naturalmente a cinescopi con caratteristiche medie e per zone luminose non troppo estese (figg. 19 e 20).

Quando si devono riprodurre immagini molto luminose oppure nel caso di assenza completa di segnale, la corrente del raggio può raggiungere valori di molti milliampere. Ora, ciò va assolutamente evitato, altrimenti si verrebbe a sovraccaricare eccessivamente il generatore dell'EAT, e di conseguenza anche lo stadio finale di riga.

Nel ricevitore dovrà essere quindi incorporato un circuito di protezione. Esso sarà formato da un diodo (D_4) in serie ai catodi del cinescopio unitamente ad un resistore di 120 kΩ collegato tra questo punto di

alimentazione dei catodi e lo chassis. Per consentire ai picchi di corrente di passare liberamente viene posto in parallelo a questo diodo un condensatore da 2,2 μF (figura 12).

Quando il valore medio della corrente del raggio diventa superiore a 1,5 mA, il diodo cessa di condurre e il cinescopio viene ad essere accoppiato in c.a. all'amplificatore di luminanza. L'elevata impedenza nel circuito del catodo per la c.c. (120 kΩ) impedisce un ulteriore consistente aumento nella corrente media del raggio.

3.5. Circuito di pilotaggio del catodo del cinescopio

Per una buona resa di immagini a colori e di quelle in bianco e nero è della massima importanza che il cinescopio venga pilotato nella maniera più corretta. Ciò implica una precisa scelta del « punto del

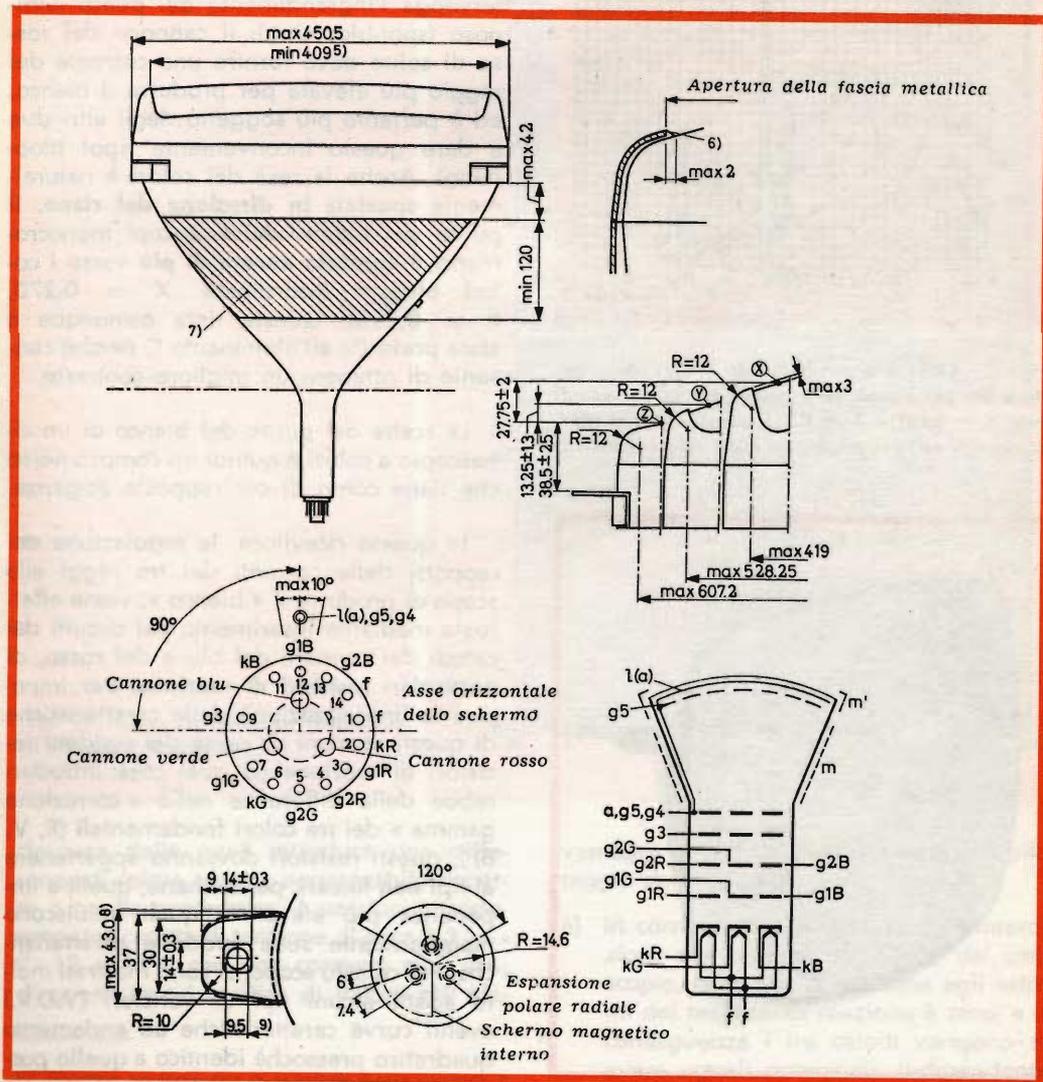



Fig. 16 - Dimensioni dello schermo e disposizione degli elettrodi nel cinescopio A63-11X.

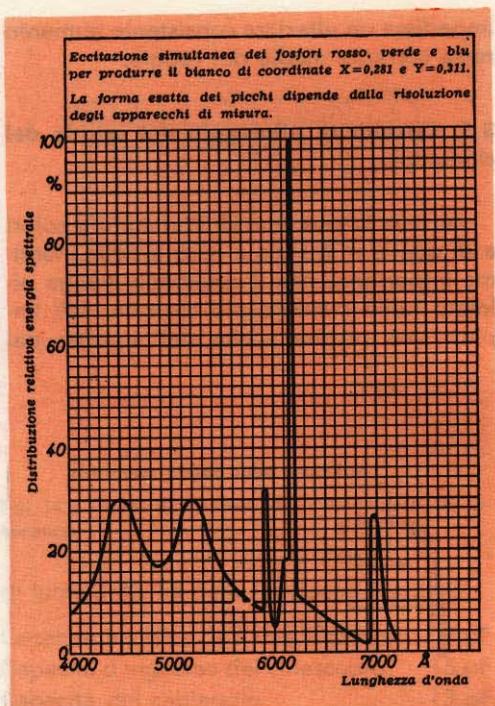



Fig. 17 - Eccitazione simultanea dei fosfori rosso, verde e blu per riprodurre il bianco avente per coordinate X = 0,281 e Y = 0,311 (questi valori si riferiscono agli assi del « triangolo » del colore standard).

Fig. 18 - Come si presenta il cinescopio tricromico a maschera forata tipo A63-11X Philips.

bianco » e la necessità che tale punto possa essere mantenuto in tutte le circostanze ed a qualsiasi livello di luminosità.

Il punto del bianco del sistema NTSC è « l'illuminante C » (dato dalle coordinate I E C, X = 0,310, Y = 0,316), mentre il punto del bianco indicato nei dati tecnici del cinescopio risulta **spostato leggermente in direzione del ciano** (coordinate X = = 0,028, Y = 0,31) (fig. 17). Con il suddetto punto del bianco è possibile ottenere una maggiore resa luminosa senza che intervenga l'ingrandimento del punto luminoso (spot-blooming); il cannone del rosso di solito deve fornire una corrente del raggio più elevata per produrre il bianco, ed è pertanto più soggetto degli altri due a dare questo inconveniente (spot blooming). Anche la resa dei colori è naturalmente **spostata in direzione del ciano.** Il punto del bianco dei cinescopi monocromatici è spostato **ancora di più** verso i colori bluastri (coordinate: X = 0,270, Y = 0,295). Questa tinta comunque è stata preferita all'illuminante C perchè consente di ottenere un migliore contrasto.

La scelta del punto del bianco di un cinescopio a colori è quindi un compromesso che tiene conto di contrapposte esigenze.

In questo ricevitore, la regolazione dei rapporti delle correnti dei tre raggi allo scopo di produrre il « bianco », viene effettuata mediante inserimento nei circuiti dei catodi dei cannoni del blu e del rosso, di particolari **resistori di reazione.** Per impedire la linearizzazione delle caratteristiche di questi cannoni da parte dei suddetti resistori di reazione (la qual cosa introdurrebbe delle differenze nella « correzione gamma » dei tre colori fondamentali (R, V, B)), questi resistori dovranno appartenere ai tipi **non lineari,** per lo meno, quelli a impedenza più elevata i quali influiscono maggiormente sulle suddette caratteristiche. Per questo scopo, si sono mostrati molto adatti alcuni tipi di varistori (V.D.R.) aventi curve caratteristiche ad andamento quadratico pressochè identico a quello posseduto dalle caratteristiche di pilotaggio del cinescopio. Il valore di reazione richiesto per ottenere il bianco differisce da cine-

scopio a cinescopio. Dipende dalle tolleranze dei cannoni e dal rendimento dei fosfori. Per poter effettuare una buona messa a punto del valore della reazione, è necessario impiegare un certo numero di varistori con differenti valori di C. (1) Il campo delle tolleranze di un cinescopio può essere coperto mediante sei combinazioni, ciascuna delle quali introduce una differenza di colore appena apprezzabile rispetto a quella precedente. I resistori introducono una caduta di tensione di circa 3,3 - 6 - 9 - 12 e 15 V con una corrente di 1 mA; di questi solo i quattro di valore più elevato devono essere di tipo **non-lineare** (VDR). Questi resistori vengono montati in una unità applicata direttamente sullo zoccolo del cinescopio; e ciò allo scopo di rendere minime le capacità distribuite. La scelta tra i vari resistori può essere fatta spostando i terminali sui vari piedini dello zoccolo del cinescopio. I più importanti vantaggi offerti da questo sistema di pilotaggio del cinescopio sono i seguenti:

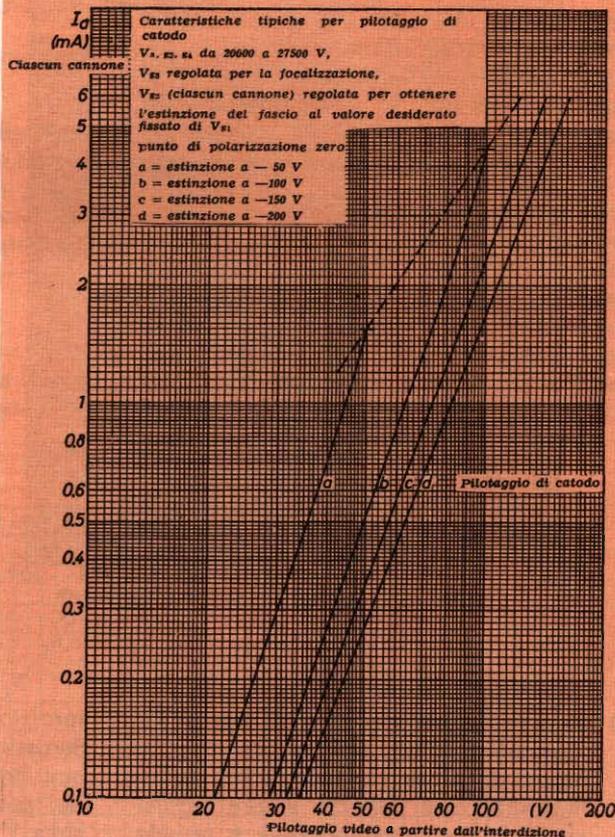



Fig. 19 - Curve caratteristiche tipiche per il pilotaggio di catodo.

a) In corrispondenza dei punti di interdizione dei cannoni elettronici del cinescopio, la caduta di tensione agli estremi dei resistori di reazione è zero, e di conseguenza i tre catodi vengono ad avere uguali potenziali, indipendentemente dalle variazioni della tensione di alimentazione, della posizione del livello del nero, ecc.

(1) Si tenga presente che la relazione fra la corrente e la tensione in un varistore è data dalla formula $V = C \times I^{\beta}$, nella quale C e β sono delle costanti caratteristiche di ciascun tipo di varistore.

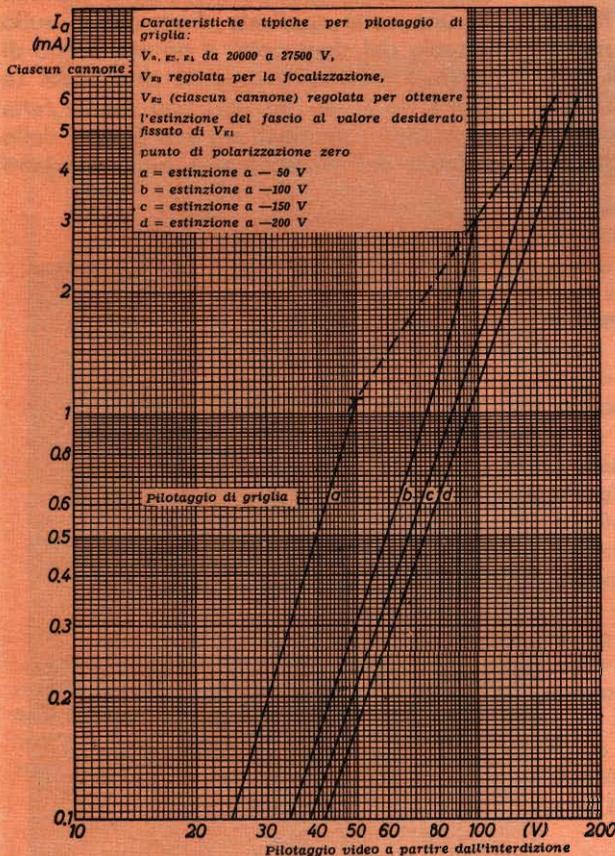



Fig. 20 - Curve caratteristiche per il pilotaggio di griglia.

b) La reazione è efficace sia nel caso di pilotaggio di griglia che nel caso di pilotaggio di catodo (figg. 19 e 20). La luminosità potrà pertanto essere regolata mediante contemporanea e uguale variazione delle tensioni sulle tre griglie controllo. Se il circuito di pilotaggio di catodo è ben messo a punto, esso non potrà introdurre alcuna variazione sull'allineamento della scala dei grigi (tracking).

3.6 Mantenimento del « tracking » della scala dei grigi

La resa della scala dei grigi neutri è molto influenzabile da deviazioni anche di piccola entità del « tracking » dei punti di interdizione dei tre cannoni del cinescopio. Se osservate a bassi valori di illuminazione ambientale, le differenze di « tracking » dei punti di interdizione nella misura di circa 1 V sul catodo o sulla griglia controllo, sono facilmente rilevabili. Siccome questo fatto ha molta importanza sia nel caso di riproduzione di immagini in bianco e nero sia nel caso di riproduzione di immagini a colori, esso dovrà essere attentamente studiato.

A questo riguardo, per ottenere il grado più elevato di stabilità sarà bene attenersi alle seguenti norme.

1. Per l'interdizione del raster, le tensioni applicate ai tre catodi dovranno essere di uguale valore.

2. Le tensioni fondamentali delle tre griglie controllo, occorrenti durante il blanking, dovranno essere sempre uguali.

3. Le tensioni delle griglie-schermo dovranno essere regolate per una simultanea « estinzione » dei raggi di elettroni.

4. Le tensioni delle griglie-schermo dovranno rimanere costanti rispetto alle tensioni fondamentali delle griglie-controllo.

Queste norme vengono soddisfatte nella maniera seguente.

Per ciò che riguarda il **primo punto**, l'impiego della reazione nella regolazione del pilotaggio del catodo (descritto in precedenza) da ottimi risultati anche sotto questo aspetto. Il **secondo punto** è soddisfatto dall'impiego di una tensione continua «clamp» su ciascuna griglia-controllo.

Questi circuiti « clamp » vengono pilotati da impulsi « keying » uguali tra loro e impiegano simultaneamente gli stessi resistori di polarizzazione.

Per ciò che riguarda il **terzo punto,** si è provveduto ad inserire in ciascun circuito di griglia-schermo un potenziometro che deve essere regolato in modo che quando il controllo della luminosità è a zero e quando al catodo risultano applicati + + 105 V, ciascun raster venga « spento ». (La tensione di spegnimento del raster corrisponde a quella di spegnimento del punto luminoso meno 5 V).

Il **quarto punto** associa la stabilità della scala dei grigi alle variazioni delle tensioni delle griglie-schermo rispetto a quelle delle griglie-controllo. In linea di principio, caratteristiche di interdizione uguali dovrebbero richiedere anche uguali tensioni di griglia-schermo.

A causa però delle tolleranze nella struttura dei cannoni, le tensioni di griglia-schermo richieste possono differire considerevolmente tra loro. Il campo di regolazione richiesto va da 330 a 630 V al di sopra della tensione applicata alla griglia controllo. Entro questo campo di tensioni, qualsiasi cinescopio del tipo A63-11X può essere regolato per 105 V di tensione di

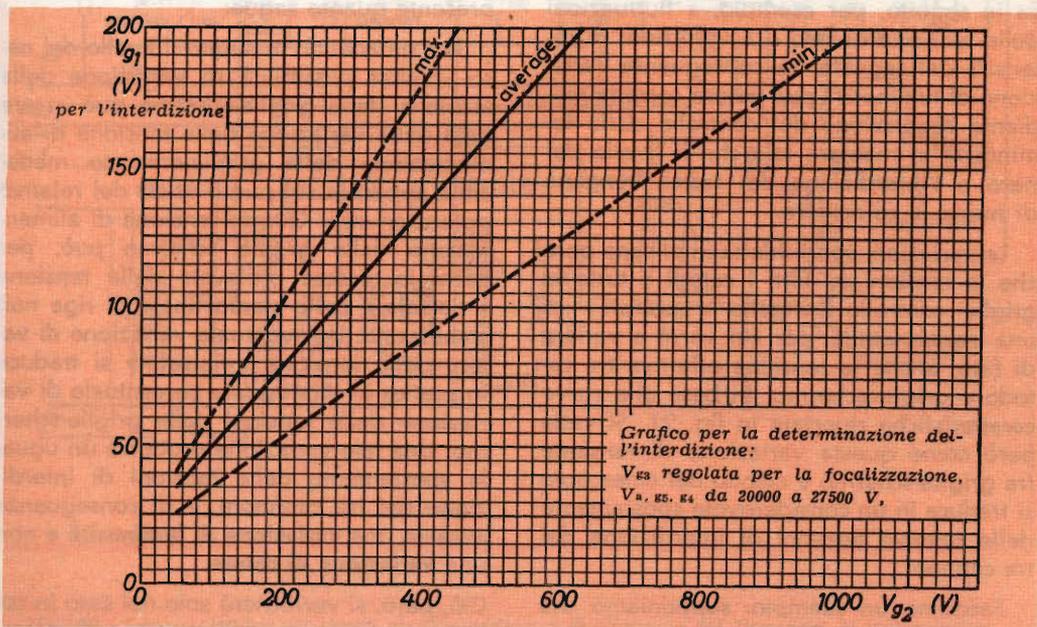



Fig. 21 - Tensione di interdizione del punto luminoso in funzione della tensione applicata alla griglia schermo.

interdizione, consentendo un pilotaggio minimo di 100 V ed una certa sicurezza contro l'insorgere della corrente di griglia. In uno stesso cinescopio, anche se in esso non si riscontrano notevoli differenze nelle caratteristiche dei suoi cannoni, possono verificarsi tra le varie tensioni applicate alle sue griglie schermo differenze che raggiungono circa 220 V.

Possiamo ora considerare due diversi modi di variazione della tensione di griglia schermo del cinescopio.

a) Tutte le tensioni delle griglie schermo variano della stessa entità.

b) Le tre tensioni variano nella stessa proporzione.

Perciò che riguarda il punto a) si tenga presente quanto segue:

Supponiamo che la tensione per la griglia schermo del cinescopio venga prelevata dalla tensione « rialzata » di uno stadio finale di riga **stabilizzato** e che quindi tale tensione si mantenga costante. Si supponga inoltre che la posizione del livello del nero varii nell'amplificatore di luminanza in seguito, per esempio, a fluttuazioni della tensione di rete o a variazioni di intensità del segnale. La conseguente variazione di luminosità può essere corretta mediante regolazione del controllo della luminosità in maniera tale che il livello del nero e l'interdizione del raster vengano di nuovo a coincidere.

Le variazioni sopraddette implicano però che le tensioni su tutti i catodi e tutte le griglie controllo vengano « spostati » di una uguale entità, per cui verrà a variare di fatto anche la tensione effettiva tra catodo e griglia-schermo. In base alle curve caratteristiche riportate in fig. 21. Si vede però come questa variazione di tensione tra griglia-schermo e catodo del cinescopio si traduca in un considerevole spostamento delle relative tensioni di interdizione dei tre cannoni.

Facciamo un esempio: supponiamo che i cannoni del rosso e del verde richiedano per avere una tensione di interdizione pari a V_{co} = 110 V rispettivamente una tensione di griglia-schermo $V_{g2\,(rosso)}$ = 320 V e $V_{g2\,(verde)}$ = 520 V. Se le tensioni delle due griglie-schermo vengono ridotte di 50 V, i punti di interdizione dei due punti luminosi si troveranno a 95 V e 100 V rispettivamente. Con un siffatto cinescopio, anche una variazione di soli 10 V della posizione del livello del nero produrrà un relativo spostamento del punto di interdizione nella misura di 1 V; e questo valore può considerarsi come il limite della variazione ammissibile.

Per impedire questo spostamento del punto di interdizione si fa in modo che le tensioni delle griglie-schermo varino nella stessa misura di quelle delle griglie-controllo: ciò si ottiene accoppiando il ritorno negativo della tensione di alimentazione della griglia-schermo (D_{16}) al cursore del regolatore della luminosità (fig. 22). Siccome il regolatore della luminosità viene usato solo quando si tratta di « seguire » eventuali variazioni della posizione del livello del nero sui catodi, ciò comporterà che, in posizione di luminosità zero, anche le tensioni delle griglie-schermo rispetto ai catodi si manterranno costanti.

Per ciò che riguarda il punto b) si tenga presente quanto segue:

Pur rimanendo invariato il livello del nero un'altra possibilità di variazione della tensione delle griglie-schermo può essere data dalla variazione della tensione di alimentazione della griglia-schermo medesima applicata sul punto caldo del relativo potenziometro. Questa tensione di alimentazione delle griglie schermo può, per esempio, essere prelevata dalla tensione « rialzata » dello stadio finale di riga non stabilizzato. Un'eventuale variazione di valore della tensione « rialzata » si traduce in pratica in una uguale percentuale di variazione delle tensioni delle griglie-schermo. Una tale variazione produrrà un uguale spostamento delle tensioni di interdizione dei tre cannnoni, e di conseguenza avremo una **variazione di luminosità** e non una **variazione di colore.**

Ciò, però, si verificherà solo nel caso in cui le tensioni delle griglie schermo varino proporzionalmente rispetto a quelle presenti sui catodi. Nel primo caso descritto (punto a) abbiamo visto che si è dovuto colle-

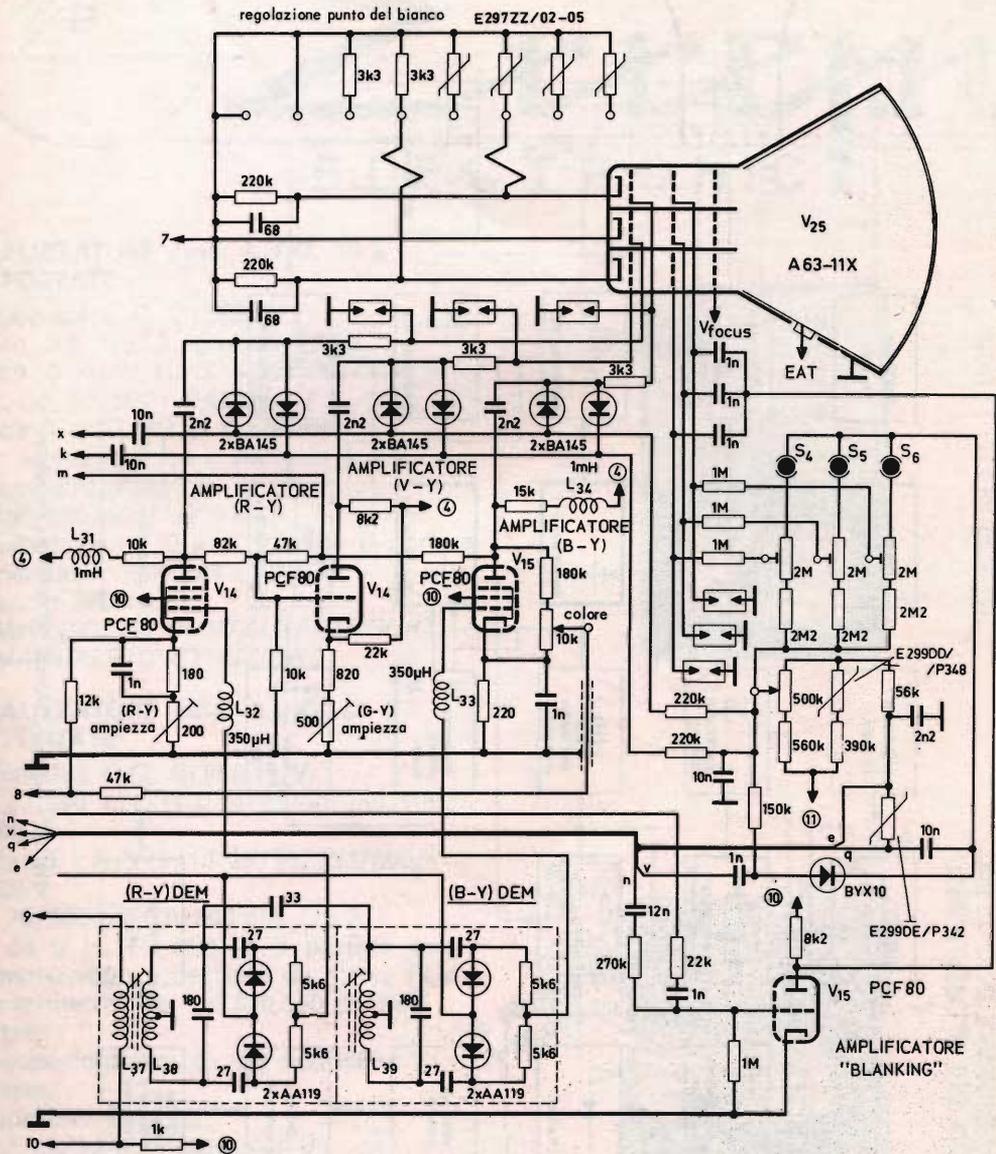



Fig. 22 - Schema elettrico dei circuiti di alimentazione e di pilotaggio del cinescopio. Si notino inoltre gli amplificatori dei tre segnali differenza di colore, i circuiti « clamp », i demodulatori sincroni dei segnali (R-Y) e (B-Y) e l'amplificatore dell'impulso blanking; 7 = uscita amplificatore di luminanza; m-k-x = al killer detector; 8 = a g1 amplificatore del burst; 9 = oscillatore locale; 10 = alimentazione oscillatore.

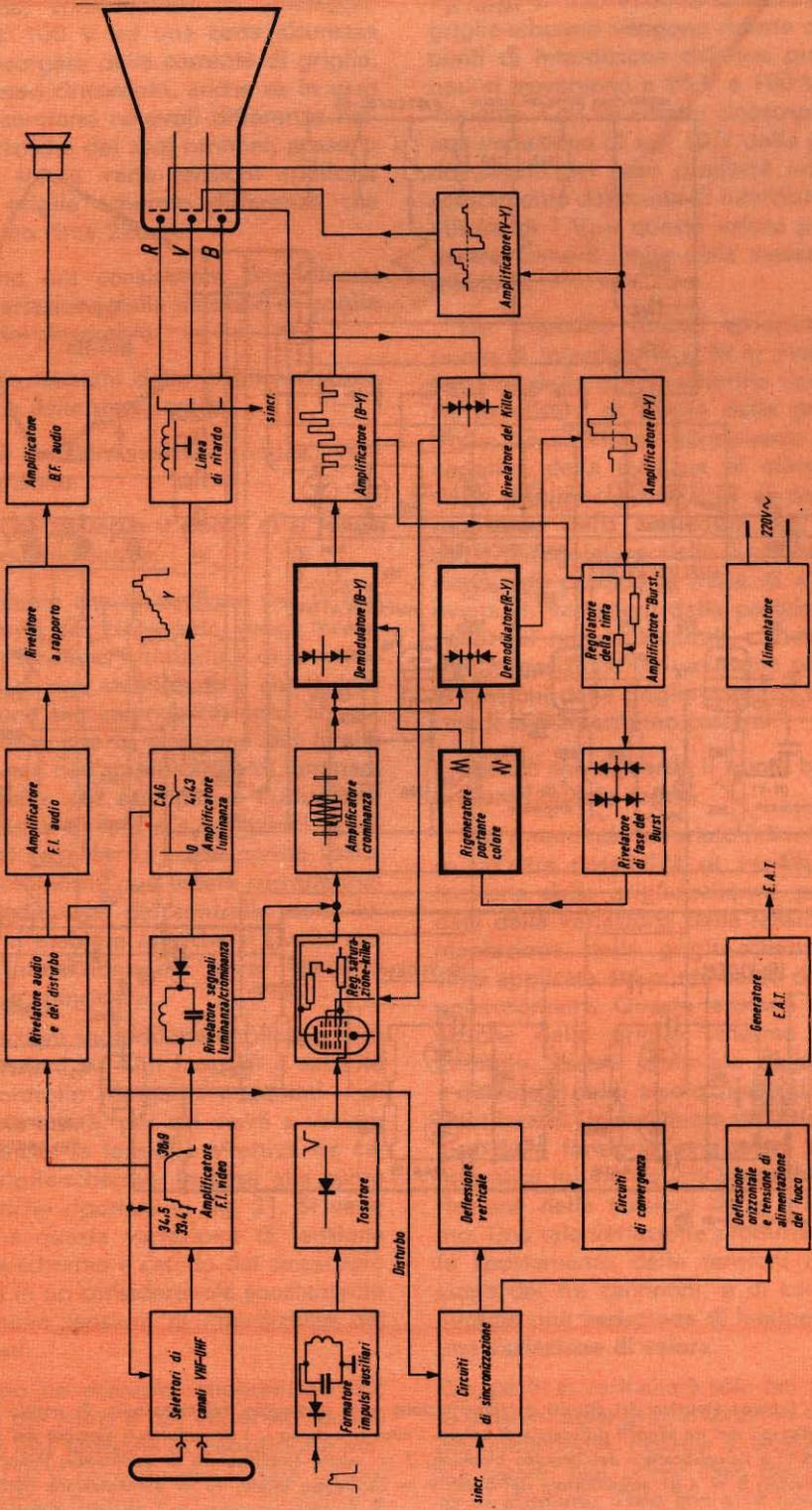
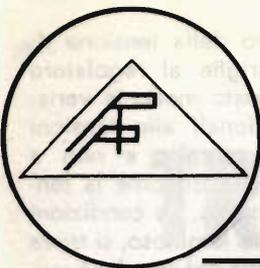
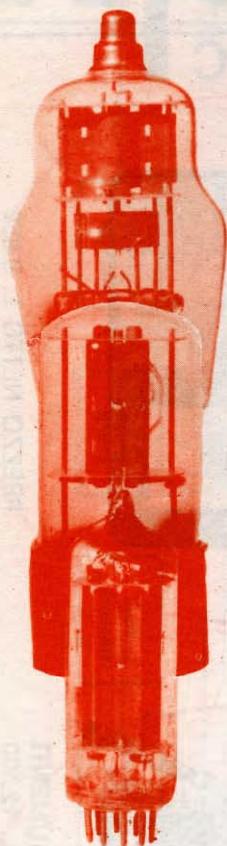



Fig. 23 - Schema a blocchi del ricevitore completo.

ANALIZZATORE mod. A.V.O. 20 k
30 PORTATE
Sensibilità C.C. 20.000 Ω/V
V. cc. 2,5/10/50/250/500/1.000 V
V. ca. 5 kΩ/V 10/50/250/500/1.000 V
mA. cc. 50/500 μ 5/50 mA 1 A
Ω: da 0 a 10 MΩ in 4 portate,
con alimentazione a batteria a 3 V
Misuratore d'uscita:
10/50/250/500/1.000 V
Decibel: da —10 a +22 dB in 5 portate
Dimensioni: mm 124 x 78 x 29
Peso: g 265
COMPLETO DI PUNTALI-ASTUCCIO
E MANUALE D'ISTRUZIONE

ANALIZZATORE mod. A.V.O. 40 k
47 PORTATE
Sensibilità C.C. 40.000 Ω/V
V. cc. 250 mV/1/5/10/25/50/250/500/1.000 V
V. ca. 5 kΩ/V 5/10/25/50/250/500/1.000 V
cc. 25/500 μ 5/50/500 mA 1/5 A
Ω: da 0 a 100 MΩ in 5 portate con alimentazione a batterie da 1,5 e 15 V
Capacimetro: da 0 a 500.000 pF in 2 portate
Frequenziometro: da 0 a 500 Hz in 2 portate
Misuratore d'uscita:
5/10/25/50/250/500/1.000 V
Decibel: da — 10 dB a + 62 dB in 7 portate
Dimensioni: mm 127 x 87 x 35.
Peso: g 350
COMPLETO DI ASTUCCIO-PUNTALI
E MANUALE D'ISTRUZIONE

Altre produzioni **ERREPI**: **ANALIZZATORE PER ELETTRICISTI** mod. A.V.O. 1°
ANALIZZATORE ELECTRICAR per elettrauto
OSCILLATORE M. 30 AM/FM
Strumenti a ferro mobile ed a bobina mobile nella serie normale e nella serie Lux

gare il ritorno negativo della tensione di alimentazione delle griglie al regolatore della luminosità; in questo modo le variazioni saranno proporzionali alle tensioni presenti sulle griglie-controllo e non a quelle presenti sui catodi. Siccome la tensione della griglia-controllo, in condizioni di interdizione del punto luminoso, si trova 110 V al di sotto di quella del catodo, è evidente che anche in questo caso le tensioni di interdizione dei punti luminosi risulteranno « spostate » l'una rispetto all'altra. Conclusione: i migliori risultati si otterranno solo se le tensioni delle griglie-schermo rimarranno costanti rispetto a quelle delle griglie controllo. Ciò potrà essere ottenuto ricavando la tensione di alimentazione delle griglie schermo mediante raddrizzamento degli impulsi di ritorno dello stadio finale di riga **stabilizzato.** Come detto in precedenza, il ritorno negativo di questo circuito raddrizzatore viene collegato al cursore del potenziometro della luminosità.

La tensione delle griglie-schermo di ciascun cannone può essere portata al livello di quella delle griglie-controllo mediante una specie di interruttore posto sul lato caldo del relativo potenziometro. Questa interruzione consente di avere, di volta in volta, un raster completamente rosso, verde o blu per la messa a punto della purezza del colore.

Per non far vedere sullo schermo del cinescopio le oscillazioni del burst e i ritorni di quadro e di riga, vengono sovrapposti alle tensioni delle griglie schermo impulsi negativi a frequenza rispettivamente di riga e di quadro.

Questi impulsi vengono tosati e « aggiustati » nella forma dal cosiddetto amplificatore « blanking » il quale è formato dalla sezione triodo di una PCF 80 (V_{15}).

Prossimamente ci occuperemo degli amplificatori di crominanza, dei demodulatori sincroni, degli amplificatori differenza di colore e dei circuiti cosiddetti « clamp ».

L. C.

(A.I. 238 Philips)

* AMPLIFICATORE TRANSISTORIZZATO PER MEDIA FREQUENZA VIDEO

Si descrive un amplificatore per media frequenza video con frequenza centrale di 43,5 MHz equipaggiato con due transistor al silicio BF 173 e un transistor al silicio (controllato dal C.A.G.) tipo BF 167.
Il guadagno di potenza fra la base del transistor controllato ed il carico del rivelatore è ~ 90 dB e la regolazione di guadagno è di 60 dB La tensione di alimentazione è 25 V.

Sono stati impiegati i nuovi transistor al silicio planari BF 167 e BF 173 i quali consentono di ottenere:

a) elevato guadagno

b) a seguito della bassa capacità di reazione ottenuta con l'impiego di una nuova tecnica integrata gli stadi non sono neutralizzati

c) ampia regolazione di guadagno (60 dB)

d) funzionamento stabile con elevata temperatura ambiente

e) segnale rivelato $>7\ V_{pp}$ (vedi 2a).

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

a) Stadio rivelatore

Il punto di lavoro scelto per il BF 173 ($V_{CE} = 15,5$ V e $I_C = 7,7$ mA) permette di ottenere una tensione d'uscita di picco ≥ 7 V con una compressione dei sincroni-

* Questo articolo è basato su uno studio effettuato da F. Dapiran del Laboratorio Applicazioni Elettroniche (L.A.E.) della Philips S.p.A.

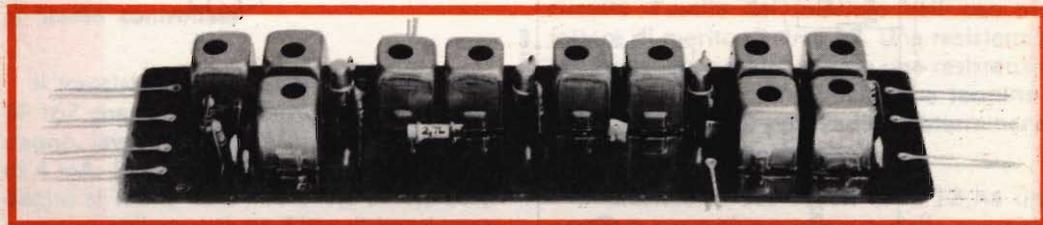



Fig. 1 - Realizzazione dell'amplificatore di media frequenza su circuito stampato.

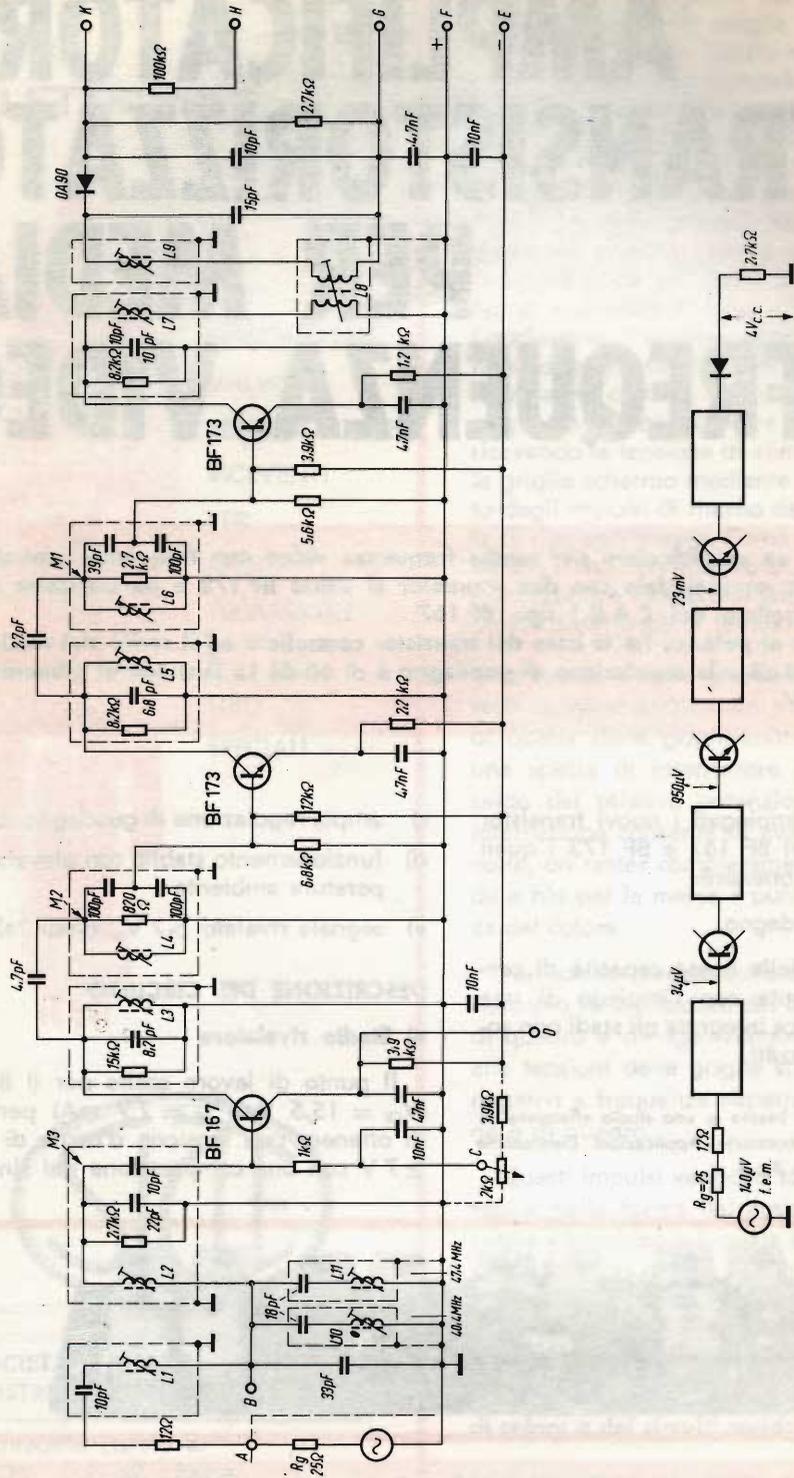



Fig. 2 - Schema elettrico dell'amplificatore transistorizzato per media frequenza video.

smi inferiore al 30% (vedi fig. 3). Inoltre la ridotta dissipazione (120 mW) consente senza l'impiego del radiatore un funzionamento stabile per una temperatura ambiente di 65 °C con contemporanea sovraalimentazione del 10% e con le resistenze di polarizzazione (± 5%) nella più sfavorevole combinazione.

Con l'impiego del radiatore 56263 la massima temperatura ambiente (nelle condizioni precedenti) è di 75 °C. Il carico di collettore è costituito da un filtro di banda accoppiato induttivamente a bassa impedenza con il secondario. Tale tipo di accoppiamento consente di ridurre al minimo il pericolo che le armoniche che si formano nel rivelatore raggiungano il selettore.

I fattori di merito a carico del primario e del secondario sono rispettivamente 13 e 9,5 mentre l'accoppiamento è superiore al critico (≃ 1,5).

b) Stadio intermedio

Il transistor BF 173 ha una V_{CE} di 10 V ed una I_C di 6,7 mA.

Il segnale viene trasferito al transistor successivo per mezzo di un filtro di banda, i cui circuiti sono accoppiati capacitivamente per tensione. Il coefficiente di accoppiamento è 1,3. I fattori di merito a carico del primario e del secondario sono di circa 12,5.

Un partitore capacitivo con un rapporto di trasformazione di 0,22 provvede all'adattamento della base.

c) Stadio controllato

Il transistor regolato dal C.A.G. è il tipo BF 167 che, in condizioni di massimo guadagno, lavora con una V_{CE} di 9 V ed una I_C di 4 mA. Per la massima riduzione di guadagno si ha: $I_C \simeq 6$ mA e $V_{CE} \simeq 1{,}5$ V. Il carico di collettore è un filtro di banda con accoppiamento capacitivo di tensione. Il secondario ha un partitore capacitivo ($n = 0{,}42$).

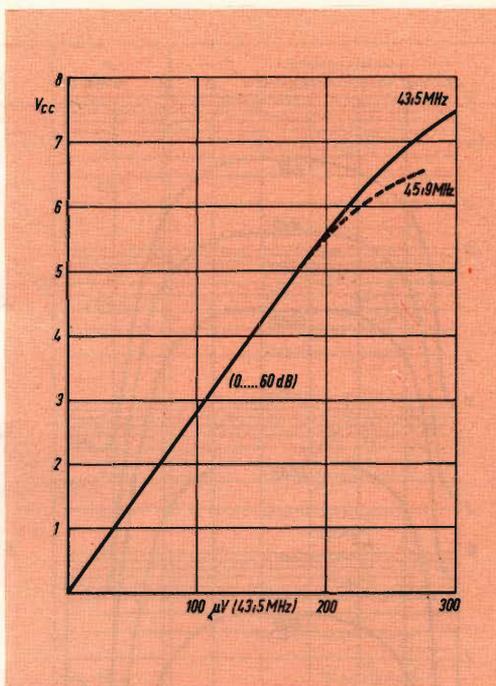



Fig. 3 - Curva di sovraccarico dell'amplificatore di media frequenza.

Il fattore di merito a carico del primario è di 28 e quello del secondario 6,5 con un coefficiente di accoppiamento appena superiore al critico (1,1 ÷ 1,2).

d) Circuito d'ingresso

È un filtro di banda con accoppiamento capacitivo di corrente con $q = k \sqrt{Q_p Q_s} = 1{,}4$.

Il primario ha la funzione di simulare il circuito d'uscita del selettore VHF con un fattore di merito di circa 12. Una resistenza in serie al generatore avente una resistenza interna di 50 Ω munita della sua terminazione (rg = 25 Ω) provvede a determinare il fattore di merito desiderato.

Il secondario avente un Q = 12 ha un partitore capacitivo composto dalla capacità di ingresso del transistor e da una piccola capacità, ciò allo scopo di minimizzare la deformazione della banda passante duran-

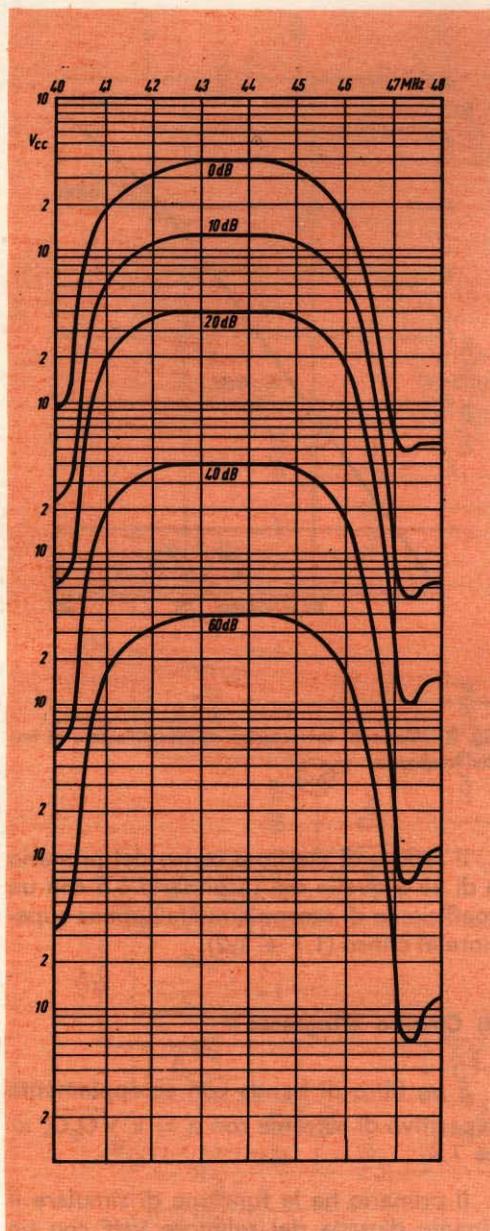



Fig. 4 - Curva di risposta dell'amplificatore di media frequenza per diversi valori di C.A.G.

te l'azione del C.A.G. Inoltre sono stati impiegati due circuiti trappola del tipo a risonanza serie per la frequenza della portante suono (40,4 MHz) e per la frequenza della portante suono adiacente (47,4 MHz).

RISULTATI OTTENUTI

Per una tensione rivelata di 4 $V_{c.c.}$, le tensioni d'ingresso dei vari stadi sono risultate mediante di:

23 mV in base del secondo BF 173

950 μV in base del primo BF 173

34 μV in base BF 167

140 μV f.e.m. applicata al primario (simulato) del selettore (con $R_{s.tot}$ = = 37 Ω).

I corrispondenti guadagni di potenza sono risultati (misurati tra base e base, o tra base e carico del diodo) i seguenti:

Transistor	BF 167	BF 173 (I)	BF 173 (II)
dB	28	27,7	34

con un guadagno complessivo di potenza di circa 90 dB. I valori delle conduttanze totali situate all'entrata ed all'uscita dei vari stadi, l'adozione di partitori capacitivi per il collegamento alle basi e la rotazione di fase complessiva del fattore di rigenerazione concorrono a garantire una sufficiente stabilità contro le auto-oscillazioni ed a rendere trascurabile la deformazione della curva di risposta.

In fig. 3 sono riportate due curve di sovraccarico dell'intera media frequenza relative alla frequenza di centro banda (43,5 MHz) e alla frequenza della portante video (45,9 MHz).

Il fattore di compressione dei sincronismi è definito dal rapporto:

$$F_c = \frac{\text{rapporto dell'amp. dell'impulso di sincro rispetto il livello del nero}}{\text{corrispondente rapporto all'ingresso}}$$

$$F_c = \frac{\frac{V_{o(sincro)} - V_{o(nero)}}{V_{o(nero)}}}{\frac{V_{i(sincro)} - V_{i(nero)}}{V_{i(nero)}}} = 3\left(\frac{V_{o(sincro)}}{V_{o(nero)}} - 1\right)$$

essendo $V_{i\,(nero)} = 0,75\ V_{i\,(sincro)}$.

TABELLA 1 *

Bobine	Filo	Spire	Q_o	C_o	f_o MHz	Schema elettrico e collegamento delle bobine
L_1	0,2 SM	17	80	10	43,5	4, 3; 10pF; I, F; L1
L_2	0,2 SM	8	70	26,6	43,5	1, 3, 4, 2; 10pF; 22pF; 2,7 kΩ; I, F; L2
L_3	0,2 SM	12	75	18,3	43,5	1-3, 4; 8,2pF; 15kΩ; I, F; L3
L_4	0,45 SM	6	85	62,4	43,5	2-3, 1, 4; 100pF; 820Ω; 100pF; I, F; L4
L_5	0,2 SM	12	70	10,5	43,5	1-3, 4; 6,8 pF; 8,2kΩ; I, F; L5
L_6	0,2 SM	7	70	32,4	43,5	2-3, 1, 4; 39pF; 100pF; 2,7 kΩ; I, F; L6
L_7	0,2 SM	12	70	12,5	43,5	1, 2, 4; 10pF; 8,2 kΩ; I, F; L7
L_8	0,2 SM	4+4 in bifilare	—	—	—	1, 2, 4, 3; L8; I, F
L_9	0,2 SM	10	75	17,5	43,5	1, 2; I, F; L9
L_{10}	0,2 SM	10	70	18	40,4	3, 2, 1; 18pF; I, F; L10
L_{11}	0,2 SM passo 0,35	12	85	18	47,4	4, 1, 2; 18pF; I, F; L11

* Questi dati delle bobine sono stati aggiornati rispetto a quelli pubblicati nel rapporto originale.

Esso risulta maggiore di 0,7 per 7 V_{cc} a 43,5 MHz e di circa 0,7 per 6,2 V_{cc} alla frequenza della portante video.

In fig. 4 sono riportate le curve di selettività per vari livelli del C.A.G.

REALIZZAZIONE

In fig. 1 riportiamo la fotografia dell'amplificatore di media frequenza realizzato su circuito stampato.

ALLINEAMENTO DELLA MEDIA FREQUENZA

Il controllo manuale del C.A.G. va regolato a circa — 30 dB.

L'allineamento viene effettuato con un « vobbulatore » nell'ordine seguente:

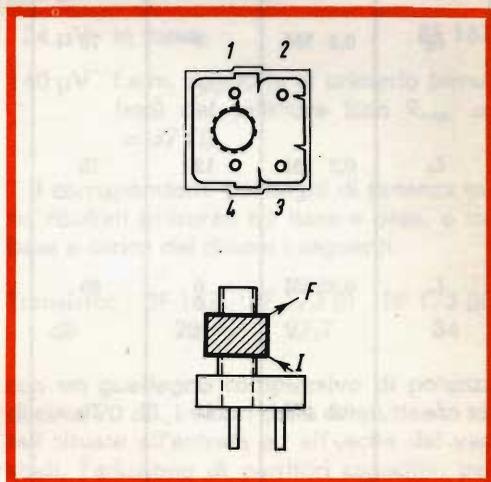
a) Ingresso punto M1 con generatore a bassa impedenza (5 Ω): tarare L7-8-9 con f_o = 43,5 MHz in modo da ottenere per una tensione d'uscita di circa 1 V una banda a — 3 dB di 7 MHz.

b) Ingresso punto M2 (rg = 5 Ω): con f_o = 43,5 tarare L5-6 in modo da ottenere per una tensione d'uscita di 4 V una banda complessiva a — 3 dB di ~ 5,5 MHz.

c) Ingresso punto M3 (rg = 5 Ω) con le trappole in cortocircuito: con f_o = = 43 MHz tarare L3-4 per una tensione d'uscita di 4 V in modo da ottenere una banda totale a — 3 dB di ~ 4,9 MHz.

d) Togliere il corto circuito alle trappole. Con rg = 25 Ω ed ingresso nel punto A: tarare L10 a 40,4 MHz e L11 a 47,4 MHz. Quindi simmetrizzare la curva regolando L2 con f_o = 43,5 MHz e tarare L1 per il massimo d'uscita.

e) Ritoccare eventualmente L7, L5, L3, L1 nell'ordine segnato.

Costruzione delle bobine

Ogni trasformatore è composto da:

1 schermo	AP 3015/02
1 supporto	AP 3016/02
1 nucleo	K4.725.10

I condensatori sono del tipo C329.BA/B...

Le resistenze sono del tipo B8.305.04/B...

Le bobine sono avvolte partendo dal basso.

La fine dell'avvolgimento corrisponde al lato freddo del circuito.

L. C.

Un nuovo componente elettronico con una nuova sigla: PFET (Photosensitive Field Effect Transistor); si tratta di un fototransistor ad effetto di campo che ha fatto la sua prima apparizione su un satellite al posto delle cellule solari. Tuttavia la sua applicazione pratica più immediata è molto più... terrestre! Infatti si progetta di usare i PFET per la lettura di colonne sonore incise otticamente su pellicole cinematografiche; il sistema è reso conveniente dall'elevata sensibilità dei nuovi componenti che alle prime prove hanno fornito un rapporto segnale-rumore di ben 90 dB.

* SEZIONI DI ALTA E MEDIA FREQUENZA DI UN RICEVITORE OM REALIZZATE CON DUE TRANSISTOR AF 121

Si descrive la parte di alta e media frequenza di un ricevitore per onde medie realizzato con un solo stadio di media frequenza per il quale è stato impiegato il transistor tipo AF 121.

Un circuito ad accordo singolo è posto sul collettore dello stadio rivelatore il quale funziona anche da stadio controllato dalla tensione del C.A.G. Per garantire un buon rendimento del diodo rivelatore anche ai bassi segnali, esso viene polarizzato nel senso della conduzione con una tensione di circa 80 mV. La rete del circuito di polarizzazione è costituita dalla resistenza del partitore di base del secondo transistor e da un partitore ricavato dalla resistenza di emettitore dello stesso transistor.

Un filtro di banda, con accoppiamento di poco inferiore al critico (kQ $\simeq$ 0,9) precede lo stadio di rivelazione. L'adozione del filtro di banda permette di ottenere una selettività a $\pm$ 9 kHz simile a quella di un normale ricevitore equipaggiato con tre circuiti ad accordo singolo. Un diodo polarizzato funzionante come limitatore-smorzatore è posto sul collettore del transistor convertitore allo scopo di impedire il sovraccarico dello stadio in presenza di segnali forti. Le correnti di collettore di ambedue i transistor in assenza di segnale sono di 2 mA.

* Questo articolo è basato su uno studio effettuato da F. Dapiran e R. Guizzardi, del Laboratorio Applicazioni Elettroniche (LAE) della Philips S.p.A.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Sensibilità

— m = 30% 400 Hz

— f_i = 470 kHz

— Tensione in base del primo transistor per 2 mV BF su una resistenza di 4 kΩ = 2,5 μV

— Intensità di campo sui punti di allineamento (nelle stesse condizioni di cui sopra) 150 μV/m (a 525 kHz)
50 μV/m (a 1605 kHz)

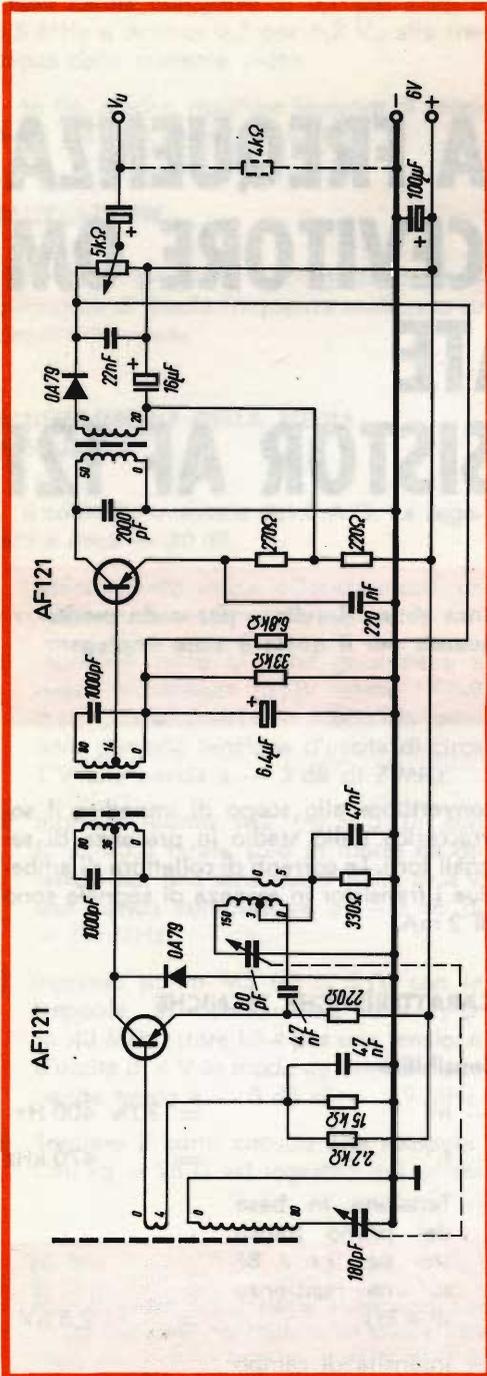



Fig. 1 - Schema elettrico della sezione alta e media frequenza di un ricevitore OM.

Selettività

— per una deviazione di frequenza di ± 9 kHz attorno al valore centrale (470 kHz) = 26 dB

Banda passante

— Tra i punti a — 3 dB di attenuazione = = 4 kHz

Rapporto segnale/rumore

S/N = 26 dB per un'intensità di campo di 350 µV/m (vedi fig. 2).

Per l'andamento della curva di sovraccarico vedasi la fig. 2.

DATI COSTRUTTIVI DEI TRASFORMATORI

Rivelatore

I supporti sono del tipo Philips modello lilliput.

n. 1 base	AP 3016/04
n. 1 supporto bobina	AP 3016/05
n. 1 telaio in ferroxcube	AP 3014/00/3B1
n. 1 nucleo in ferroxcube	K5 120 00/3B1
n. 1 schermo	AP 3015/02

Il filo impiegato è ad 8 capi da 0,04 mm SM/SE per il primario e 0,10 mm SM/SE per il secondario avvolto in bifilare con il primario.

Avvolgimento primario 50 spire C = = 2000 pF
Q_0 = 80 a 470 kHz

Avvolgimento secondario 20 spire

Filtro di banda

n. 2 basi	AP 3016/04
n. 2 supporti bobina	AP 3016/05
n. 2 telai in ferroxcube	AP 3014/00/3B1
n. 2 nuclei in ferroxcube	K5 120 00/3B1
n. 1 schermo	A3 191 17
n. 1 mina in ferroxcube	56 680 49/3B1

Fig. 2 - Andamento del C.A.G. e del rapporto S/N (f = 1 MHz, m = 30% - 400 Hz).

n. 1 disco accoppiatore AP 3018

n. 1 distanziatore AP 3017

Il filo è ad 8 capi da 0,04 mm SM/SE.

Avvolgimento primario: 0-36-80 spire
C = 1000 pF

Q_o = 100 a 470 kHz

Avvolgimento secondario: 0-14-80 spire
C = 1000 pF

Q_o = 100 a 470 kHz

Coefficiente di accoppiamento kQ = 0,9.

Oscillatore

n. 1 base AP 3016/04

n. 1 supporto bobina AP 3016/05

n. 1 nucleo in ferroxcube K5 120 00/3B1

Filo impiegato: 8 capi da 0,04 mm SM/SE.

Circuito accordato 0-3-150 spire (C=100 pF Q_o = 110 ad 1 MHz).

Reazione: 5 spire.

Antenna

— Ferroxcube C8/140 (Ø 7,8 x 140 mm)/ /4B.

— Filo da 0,10 SM/SE

— Circuito accordato 80 spire (C=200 pF Q_o = 150 a 550 kHz).

— Spire di base: 4 spire.

Condensatore variabile

Tipo AC 1033.

L. C.

REGISTRATORE A TRANSISTOR

Si descrive il progetto di un circuito di registratore a transistori avente una potenza di 4 W e una distorsione del 2,5%, equipaggiato con una nuova serie di transistori appositamente studiati per dare ottime prestazioni in bassa frequenza.

Nel suo circuito di base, il registratore sviluppa una potenza di uscita di circa 4 W con un carico di 10 Ω, la distorsione massima è del 2,5%. Questa versione è così adatta per registratori commerciali di buona qualità.

Una versione diversa impiegante transistori di uscita differenti, è disponibile per equipaggiamenti dove è accettabile una potenza d'uscita minore. Sono previste anche modifiche che permettono l'uso di altoparlanti da 15 Ω. Sotto questo aspetto, il circuito sarà di considerevole interesse per i costruttori.

Il circuito è equipaggiato, come abbiamo già accennato, di una nuova serie di transistori particolarmente adatti per essere impiegati in circuiti di bassa frequenza di buona qualità.

Nello stadio d'ingresso di entrambe le versioni dei circuiti, si usa il transistore BC 107 al silicio planare-epitassiale, che ha come caratteristiche principali basso rumore, alto guadagno ed è quindi particolarmente adatto a stadi d'ingresso e preamplificatori.

Nello stadio d'uscita si usa la coppia di transistori p-n-p/n-p-n: tipi AD 161 e AD 162 per il circuito originale da 4 W e AC 128 - AC 176 per la versione a potenza d'uscita minore.

Descrizione dei circuiti

Il circuito del registratore a sei transistori è raffigurato in fig. 1. Lo stadio d'uscita impiega la coppia di transistori AD 161 - AD 162, che vengono anche usati per il circuito oscillatore durante la registrazione. Con questi transistori e un altoparlante da 10 Ω, si ottiene una potenza d'uscita di 4 W.

Il circuito oscillatore molto efficiente impiega l'induttanza della testina di cancellazione invece di una bobina oscillatrice in-

dipendente; prese capacitive provvedono alle condizioni necessarie per l'oscillazione. Il circuito in controfase dell'oscillatore dà come risultato una bassa distorsione di seconda armonica nella forma d'onda della corrente dell'oscillatore attraverso la testina di cancellazione, che rende minimo il ronzio registrato sul nastro.

Il circuito impiega un numero minore di componenti di un circuito con uno stadio d'uscita convenzionale e il complesso di commutazione è semplificato. Per l'indicazione di livello di registrazione si impiega uno strumento da 100 μA. La tensione di alimentazione nominale di — 22 V permette il funzionamento fino a 26,5 V massimi dei transistori finali, anche se non ci sono prese sul trasformatore di alimentazione (il primario del quale è adatto per 235 V).

RIPRODUZIONE

Preamplificatore

Il transistore TR_1 (BC 107) nello stadio d'ingresso, funziona con la base circa al potenziale del telaio. Questo tipo di funzionamento è possibile perché la tensione base-emettitore del transistore è molto più alta della tensione al ginocchio (con una corrente di collettore di 0,8 mA, la tensione base emettitore è di 600 mV e la tensione al ginocchio è 300 mV) e la differenza è maggiore della tensione base-emettitore del transistore seguente.

Così durante la riproduzione, la testina può essere collegata direttamente fra la base e il telaio senza usare un condensatore di accoppiamento; eventuali correnti magnetizzanti sono prevenute dal passaggio attraverso la testina. La sola corrente diretta che fluisce attraverso la testina è la corrente di base del transistore TR_1, che è minore di 5 μA.

Il transistore TR_1 è accoppiato in CC a un transistore OC 44 (TR_2) che funziona come amplificatore. Questo transistore per alta frequenza viene impiegato per assicurare la stabilità alle alte frequenze. L'OC 44 è accoppiato in CC al transistore OC 75 (TR_3). A tutti si applica una reazione negativa CC. Durante la riproduzione l'equalizzazione è prevista per velocità del nastro di 9,5 cm/sec e 19 cm/sec.

Stadi di uscita e pilota

Durante la riproduzione, lo stadio di uscita complementare e quello pilota sono accoppiati direttamente con la resistenza R_{25} che fornisce a entrambi una reazione negativa CA per mantenere il guadagno elevato e la distorsione al minimo, e una reazione negativa CC per stabilizzare la tensione nel punto centrale. (I dissipatori di calore devono essere usati secondo i requisiti dei dati pubblicati).

La stabilizzazione del termistore è usata per compensare la variazione della corrente di riposo dei termistori finali rispetto alla temperatura.

Se il circuito deve essere usato con un trasformatore di rete senza prese e con tensioni da 220 e 250 V, la stabilizzazione della polarizzazione deve essere effettuata verso il cambiatensione.

La potenza d'uscita per una tensione di alimentazione di — 22 V, con il valore del carico indicato, è di 4 W. Riducendo la resistenza dell'altoparlante, è possibile mantenere questa potenza modificando opportunamente l'alimentatore.

REGISTRAZIONE

Preamplificatore

Durante la registrazione, il preamplificatore mantiene le stesse caratteristiche, ma con l'equalizzazione modificata. Una reazione negativa c.a. è fornita da una resistenza R_{10} non disaccoppiata. La preenfasi è fornita dal condensatore C_1 posto in parallelo alla resistenza di reazione R_{10} che dà una caratteristica con un punto a 3 dB a circa 6 kHz.

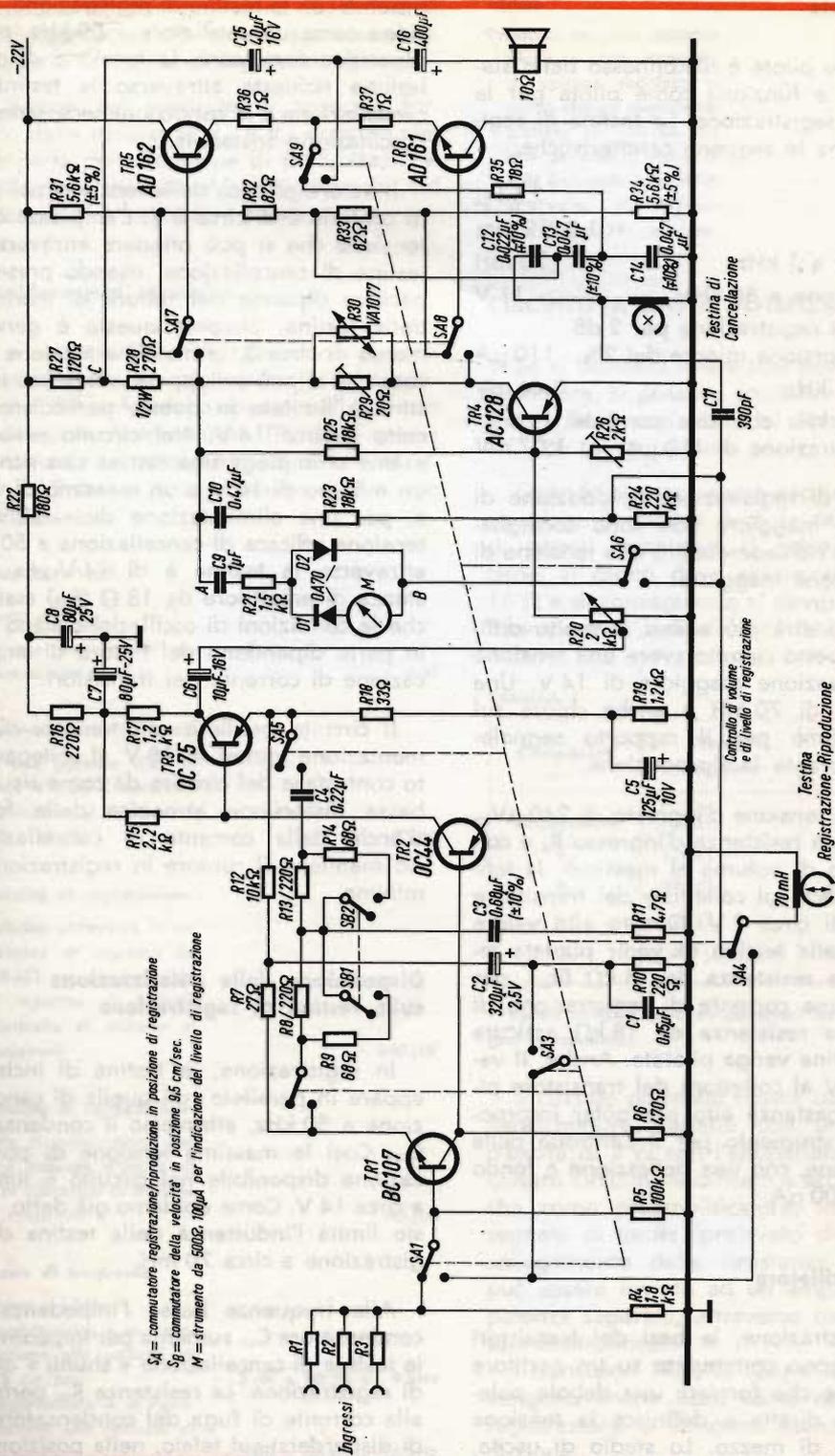



Fig. 1 - Schema elettrico del registratore a transistori con potenza d'uscita di 4 W. Tutte le resistenze sono da ¼ W ± 10% salvo diversamente specificato.

Stadio pilota

Lo stadio pilota è disconnesso dallo stadio finale e funziona come pilota per la testina di registrazione. La testina di registrazione ha le seguenti caratteristiche:

traferro:	2,54 μ
larghezza:	1,0922 mm
induttanza a 1 kHz:	70 mH
polarizzazione a 50 kHz:	> 11 V
corrente di registrazione per 2 dB con distorsione minore del 2%:	110 μA
uscita a 1 kHz:	0,44 mV
uscita a 2 kHz con una corrente di registrazione di 110 μA:	1,07 mV

Testine di registrazione-riproduzione di induttanza maggiore non sono consigliabili perché richiederebbero una tensione di polarizzazione maggiore.

Come si dirà più avanti, è molto difficile con questo circuito avere una tensione di polarizzazione maggiore di 14 V. Una induttanza di 70 mH è anche chiusa sul valore ottimo per il rapporto segnale-rumore durante la riproduzione.

Per una tensione d'ingresso di 240 μV_{eff} attraverso la resistenza d'ingresso R_4 e con il controllo di volume al massimo, la tensione efficace sul collettore del transistore pilota è di circa 2 V. Questo alto valore permette alla testina di venir pilotata attraverso la resistenza da 18 kΩ (R_{23}), per ottenere una corrente di registrazione di 110 μA; la resistenza da 18 kΩ assicura che la testina venga pilotata. Anche, il valore di 2 V al collettore del transistore pilota è abbastanza alto per poter incorporare uno strumento per il controllo della registrazione, con una deflessione a fondo scala di 100 μA.

Stadio oscillatore

In registrazione, le basi dei transistori di uscita sono commutate su un partitore di tensione che fornisce una debole polarizzazione diretta e definisce la tensione del punto di mezzo. Lo stadio di uscita, insieme con la testina di registrazione, funziona come un oscillatore a 50 kHz, prese capacitive forniscono la tensione di oscillazione richiesta attraverso la testina di cancellazione e le condizioni necessarie per l'oscillazione sostenuta.

Il valore efficace della tensione nel punto centrale è di circa 8 V. L'ampiezza della tensione che si può ottenere attraverso la testina di cancellazione, usando prese capacitive dipende dal fattore di merito Q della testina. Siccome questo è generalmente di circa 3, la massima tensione efficace che si può sviluppare attraverso la testina è limitata in questo particolare circuito a circa 14 V. Nel circuito preso in esame si impiega una testina che richiede un minimo di 10 V e un massimo di 18 V e, per una alimentazione di — 22 V, la tensione efficace di cancellazione a 50 kHz attraverso la testina è di 14 V. La resistenza di emettitore da 18 Ω (R_{35}) assicura che le condizioni di oscillazione siano solo in parte dipendenti dal fattore di amplificazione di corrente dei transistori.

Il circuito oscillerà con tensioni di alimentazione minori di 18 V. Il collegamento controfase del circuito dà come risultato bassa distorsione armonica della forma d'onda della corrente di cancellazione, ciò mantiene il rumore in registrazione al minimo.

Disposizione della polarizzazione sulla testina di registrazione

In registrazione, la testina di incisione appare in parallelo con quella di cancellazione a 50 kHz, attraverso il condensatore C_{11}. Così la massima tensione di polarizzazione disponibile nel circuito è limitata a circa 14 V. Come abbiamo già detto, questo limita l'induttanza della testina di registrazione a circa 70 mH.

Alle frequenze basse l'impedenza del condensatore C_{11} aumenta per impedire che la testina di cancellazione « shunti » quella di registrazione. La resistenza R_{24} permette alla corrente di fuga del condensatore C_{10} di disperdersi sul telaio, nella posizione di

riproduzione, per prevenire la carica di C_{11}. Se accadesse ciò, esso si scaricherebbe attraverso la testina di registrazione.

L'azione del partitote di tensione formato dalle resistenze R_{23} e R_{28} assicura che una parte della tensione di polarizzazione (dell'ordine di 100 mV) sia presente sul collettore del transistore pilota.

Considerazioni termiche

I transistori TR_5 e TR_6 richiedono ognuno un dissipatore di calore avente le dimensioni di 25 cm² e dello spessore di 1,6 mm in alluminio. Il transistore TR_4 deve essere montato su un dissipatore di calore di almeno 12 cm² e dello spessore di 1,6 mm in alluminio.

CARATTERISTICHE

Potenza d'uscita

Con una tensione di alimentazione di 22 V: 4 W

Distorsione armonica totale

Con una potenza d'uscita di 4 W (con il controllo di volume al massimo e sotto 12 dB): 2,5%

Sensibilità di registrazione

Sensibilità attraverso la resistenza di ingresso da 1,8 kΩ per una corrente di registraz. di 110 μA (controllo di volume al massimo): 240 μV

Sensibilità di riproduzione

Livello di registrazione con una potenza d'uscita di 4 W (controllo di volume al massimo): 45 μA

Risposta di frequenza

(relativa a 1 kHz)

In registrazione e in riproduzione alla velocità di 9,5 cm/sec: — 3 dB a 80 Hz e 9 kHz

In registrazione e in riproduzione alla velocità di 19 cm/sec: — 3 dB a 55 Hz e 16 kHz

Ronzio

Relativo ad una potenza piena e con controllo di volume regolato in modo che un segnale registrato di 110 μA dia una potenza d'uscita di 4 W (misurato a 16 kHz):

con veloc. 9,5 cm/sec: — 50 dB

con veloc. 19 cm/sec: — 54 dB

CIRCUITO A BASSA POTENZA D'USCITA

Se si desidera avere una potenza d'uscita minore, si possono sostituire i due transistori finali con altri del tipo AC 128 e AC 176 (p-n-p, n-p-n).

Quando si usano come oscillatori, la dissipazione è minore però le caratteristiche di questi transistori si adattano ancora bene. Il carico deve essere aumentato a 15 Ω e di conseguenza si devono cambiare i componenti indicati nella tabella 1.

TABELLA 1

Componenti	Valore originale	Valore modificato
Altoparlante	10 Ω	15 Ω
R_{27}	120 Ω	180 Ω
R_{28}	270 Ω	470 Ω
R_{29}	20 Ω	50 Ω
C_{16}	400 μF (16 V)	250 μF* (16 V)

* Valore minimo (due condensatori da 125 μF collegati in parallelo).

Il circuito potrebbe essere usato per apparecchiature portatili con una potenza d'uscita di 2 W con l'altoparlante di 15 Ω. Questo circuito modificato è accettabile anche come preamplificatore, in quanto il segnale di uscita, prelevato dal punto di collegamento delle resistenze R_{27} e R_{28}, può essere inviato ad un amplificatore di potenza separato, attraverso un condensatore elettrolitico.

I transistori TR_5 (AC 128) e TR_6 (AC 176) vengono anche usati come oscillatore in registrazione e vengono esclusi in riproduzione.

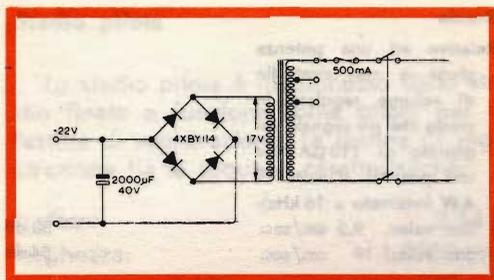



Fig. 2 - Schema elettrico dell'alimentatore per il circuito del registratore.

Considerazioni termiche

I transistori TR_5 e TR_6 richiedono ognuno un dissipatore di calore di 25 cm^2 dello spessore di 1,6 mm di alluminio annerito.

MODIFICHE PER I COSTRUTTORI

Si descrivono le modifiche del circuito del registratore illustrato nella fig. 1 in modo da renderlo di qualità migliore. Il circuito di alimentazione adatto per questi circuiti è riportato in fig. 2. Le prestazioni (sensibilità in registrazione e in riproduzione, risposta in frequenza) del circuito modificato sono uguali a quelle del circuito originale tranne che per la potenza di uscita che è ridotta a 3 W.

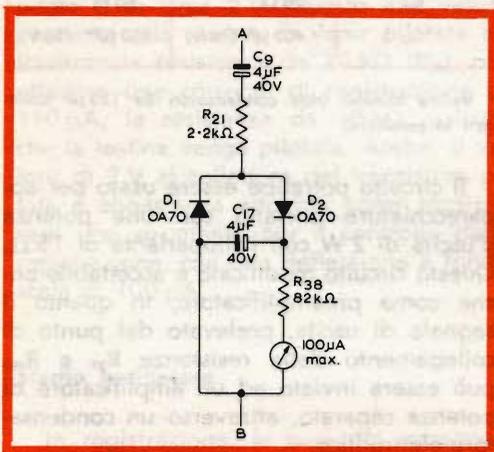



Fig. 3 - Circuito per l'indicazione del livello di registrazione nel circuito modificato.

Le modifiche apportate sono le seguenti:

Impedenza dell'altoparlante

L'impedenza dell'altoparlante viene aumentata a 15 Ω. Le modifiche conseguenti ai valori dei componenti nel circuito originale sono uguali a quelle descritte per il circuito di bassa potenza.

Strumento indicatore di livello

Lo strumento indicatore di livello nel circuito originale funziona con la corrente di registrazione.

Quando una elevata corrente passa solo per breve tempo, non si ha nessuna indicazione sullo strumento. Il circuito originale fra il collegamento dei condensatori C_9 e C_{10} (punto A di fig. 1) e il commutatore S_{A6} (punto B) può essere sostituito dal circuito illustrato in fig. 3. Il valore del condensatore C_9 è ora di 4 µF (40 V) e quello della resistenza R_{21} è di 2,2 kΩ.

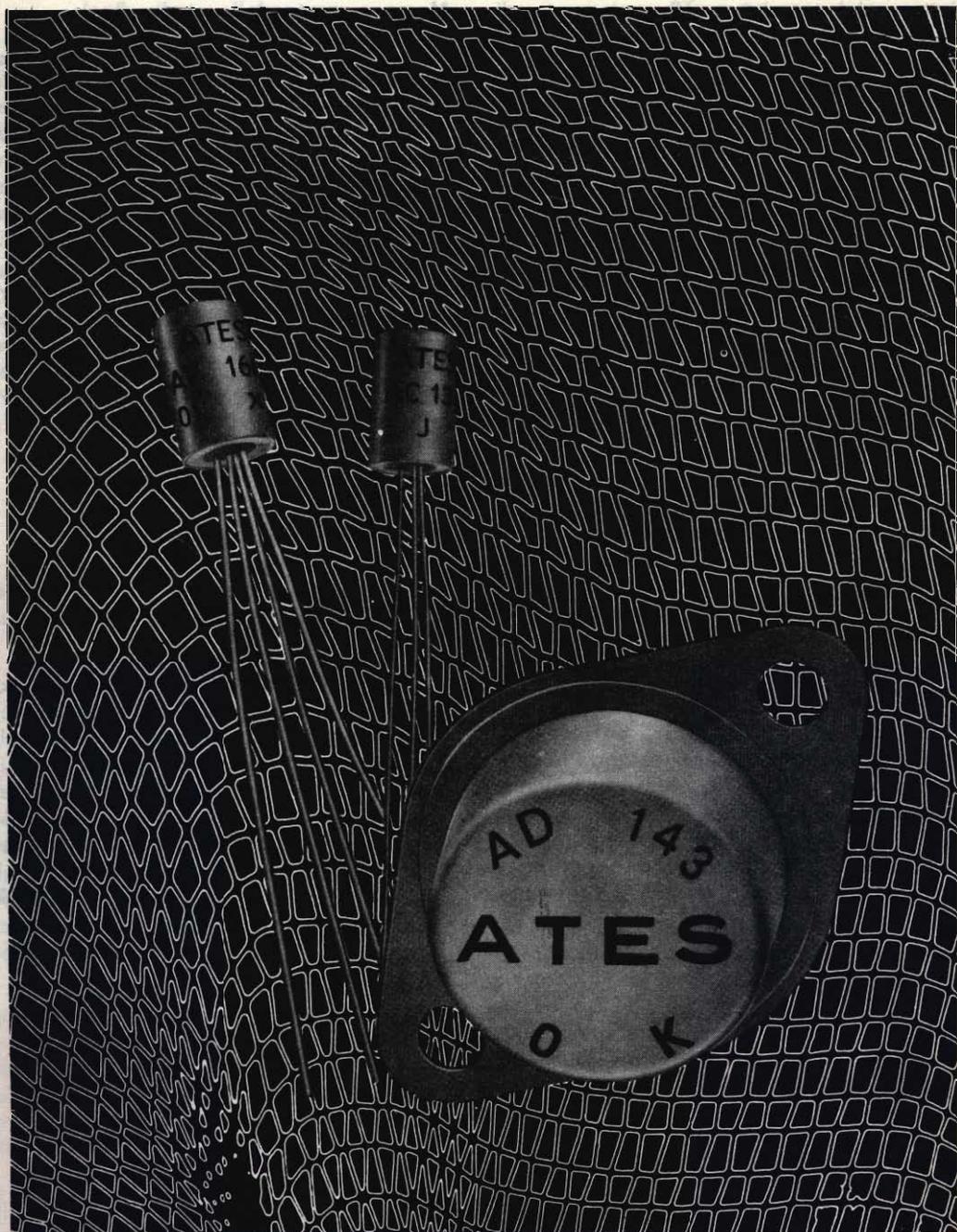
Un indicatore di livello di registrazione da 100 µA di deflessione a fondo scala indica un picco di livello di registrazione di 70 µA.

Controllo di volume e del livello di registrazione

Un condensatore elettrolitico (25 µF - 6,4 V) viene inserito fra il controllo di volume e del livello di registrazione (R_{20}) e la base del transistore finale TR_4. Questo condensatore riduce il rumore per mezzo del potenziometro R_{20} prevenendo il passaggio della corrente diretta. Il valore del potenziometro R_{20} è aumentato a 5 kΩ mentre la resistenza R_{26} viene ridotta a 1 kΩ.

Segnale di uscita per il controllo della registrazione

Un segnale a basso livello per il controllo della registrazione è preso dal col-

lettore del transistore TR_4 nel punto di collegamento delle resistenze R_{27} e R_{28} (punto C di fig. 1) attraverso un condensatore elettrolitico (12,5 µF, 25 V). Un segnale di uscita di riproduzione a basso livello può anche essere prelevato dallo stesso punto.

Un ulteriore contatto S_{A10} nel commutatore S_A di registrazione/riproduzione è richiesto fra il punto C e il condensatore C_{15} per escludere l'altoparlante durante la registrazione.

Altre modifiche

Questo circuito modificato può essere ulteriormente variato per venire incontro alle esigenze dei singoli costruttori; per esempio l'amplificatore d'uscita interno può non essere necessario. In questo caso la resistenza R_{29} e il termistore R_{30} si possono omettere e il collettore del transistor TR_4 può essere collegato direttamente alla resistenza R_{28}.

Le posizioni S_{A7}, S_{A8} e S_{A10} del commutatore non sono necessarie, essendo le basi dei transistori TR_5 e TR_6 permanentemente collegate alle resistenze R_{31} e R_{34}. La posizione S_{A9} deve, comunque, essere mantenuta perché, con l'assenza dei condensatori C_{15} e C_{16}, essa diventerà il commutatore dell'oscillatore.

Messa a punto dello stadio finale

Le resistenze di regolazione R_{26} e R_{29} dovrebbero essere regolate a circa la metà del loro valore e il commutatore registrazione/riproduzione messo in posizione di riproduzione prima di accendere il complesso. La tensione nel punto centrale del collegamento di R_{26} e R_{37} dovrebbe essere regolata a — 11 V per una tensione di alimentazione di — 22 V per mezzo di R_{26}. Le correnti di collettore dei transistori AD 161 e AD 162 dovrebbero essere regolate a 5 mA con una temperatura ambiente di 25 °C per mezzo di R_{29}. La tensione del punto centrale deve essere regolata e corretta se necessario.

Costruzione

Il cablaggio di questo circuito non è critico ma si dovrebbero seguire i seguenti consigli.

I fili di cablaggio dei primi stadi devono essere tenuti più corti possibile per prevenire segnali di alta frequenza dovuti all'oscillatore, i quali danneggerebbero il funzionamento degli stadi di bassa frequenza. Per le stesse ragioni, i collegamenti alle spazzole dei commutatori devono essere il più aderenti possibile.

ALFA

(Da « Mullard Limited »)

Un gruppo di ricercatori dell'Università di California ha presentato un nuovo rivoluzionario metodo di propulsione subacquea, basato sul principio inverso della magnetoidrodinamica.

Un mezzo sottomarino è dotato di una bobina che, alimentata da una corrente prelevata dalle batterie di bordo, produce nel mare un campo magnetico. La stessa sorgente manda una corrente perpendicolare al campo magnetico nell'acqua, per cui l'acqua stessa si comporta come l'armatura di un motore elettrico e viene spinta all'indietro; di conseguenza il mezzo subacqueo viene spostato in avanti. Il futuro ci dirà le possibilità di sviluppo di questo tentativo.

SEMPLICE MISCELATORE EQUILIBRATORE

Si descrive un semplice miscelatore-equilibratore che permette di combinare i segnali provenienti da due diverse sorgenti e che devono essere applicati a un registratore o a un amplificatore.

Questo montaggio molto semplice permette di combinare i segnali provenienti da un microfono e da un pick-up, e che devono essere applicati su un magnetofono o un amplificatore di sonorizzazione, nelle migliori condizioni.

Esso può permettere anche l'adattamento di due microfoni di sensibilità differente e rimandare la tensione del segnale proveniente da un pick-up sensibile o da un sintonizzatore a livello di uscita più basso di un altro pick-up del tipo a riluttanza variabile.

Il montaggio è rappresentato sullo schema di fig. 1; esso è formato da un commutatore S_1 che permette di porre il dispositivo in funzionamento e escluderlo. Quando l'equilibratore non è collegato, il jack J_1 può essere utilizzato per l'adattamento di un altro microfono. Questo montaggio non comprende nessuna valvola e nessun transistor, ma è formato solamente da resistori, potenziometri e condensatori.

Nel circuito vi sono due potenziometri: il potenziometro R_5 che controlla la qualità dei segnali in alta frequenza da amplificare, può essere impiegato per ridurre il ronzio proveniente dai dischi vecchi, come pure per rinforzare i suoni acuti registrati sui dischi ad alta fedeltà. L'altro potenziometro R_1 è utilizzato come dispositivo di controllo del guadagno alle boccole d'ingresso del microfono; il livello relativo del segnale proveniente dal pick-up può essere controllato dal dispositivo di controllo del guadagno posto all'ingresso dell'amplificatore.

Il segnale proveniente dal pick-up entra nel circuito attraverso la presa J_1. Il commutatore S_1 lo invia, sia attraverso il circuito dell'equilibratore, sia attraverso la resistenza R_2 sul jack di uscita J_3. In quest'ultimo caso una parte del segnale è fermata da R_2 e una parte della sua componente ad alta frequenza è inviata verso la massa attraverso il circuito di shunt

formato da R_4 e C_2, che rinforza relativamente gli acuti.

R_5 serve da resistenza di carico variabile ai capi del pick-up; R_3 è utilizzato come un limitatore per evitare i cortocircuiti di R_5 all'ingresso nella sua posizione di resistenza minima.

I segnali provenienti da un'altra sorgente musicale entrano nel montaggio per mezzo di J_2, R_1 è utilizzato come controllo di volume; questi segnali sono ugualmente trasmessi a J_3.

La parte di montaggio che serve per il rinforzo dei suoni bassi è comune a sua volta agli ingressi del microfono e del pick-up. se si sente che questi suoni bassi addizionali diminuiscono d'intelligibilità, una

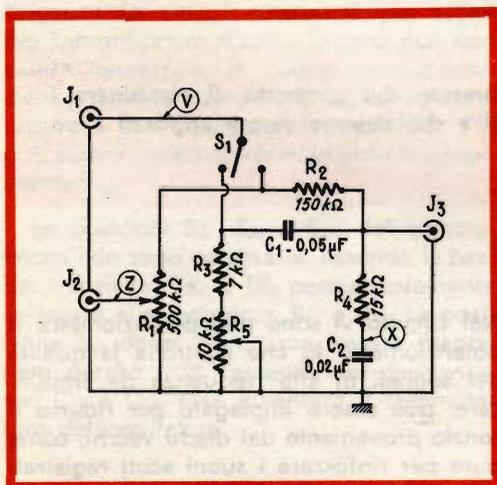



Fig. 1 - Schema elettrico del miscelatore-equilibratore.

piccola capacità dell'ordine di 1/1000 μF può essere interposta nel punto indicato con Z nello schema; essa permette di ridurre l'effetto del sistema di equilibrazione nel circuito del microfono.

Prima di impiegare l'apparecchio con un amplificatore, è bene provare il circuito d'ingresso per rendersi conto se un montaggio RC non ha un'azione molesta nella tonalità sonora.

Per esempio, un montaggio comportante un piccolo condensatore ceramico e un circuito con una resistenza messa a massa può avere un'azione molesta su alcune frequenze vocali e deve essere modificato se si vuole una qualità musicale elevata. Allo stesso modo un dispositivo di equilibrazione annesso per un pick-up a riluttanza variabile deve essere eliminato se questo montaggio è sufficiente. I difetti possibili si manifestano per un rafforzamento esagerato dei suoni acuti prodotti da una doppia equilibrazione.

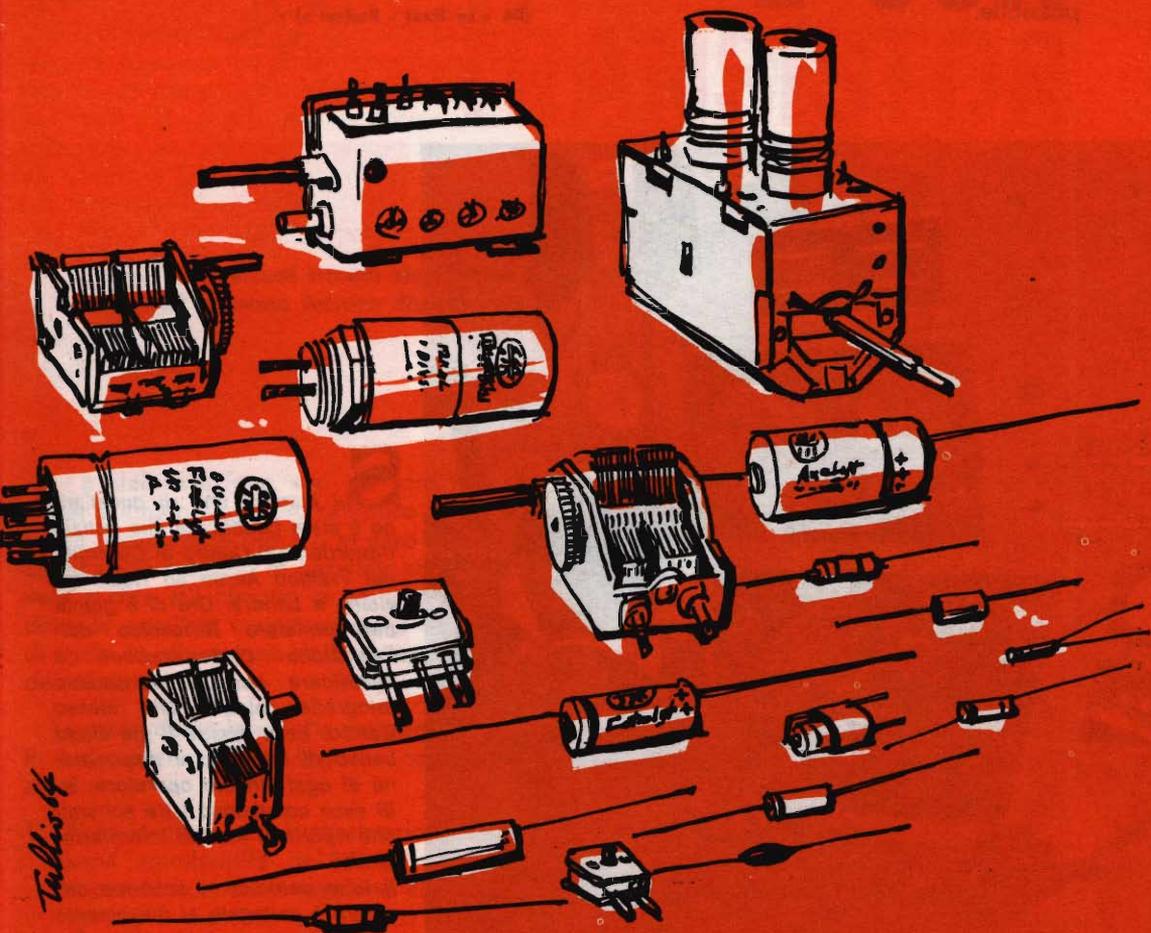
Se si desidera poter far variare l'esaltazione dei suoni bassi, per compensare le varie caratteristiche di registrazione, si possono mettere due capacità addizionali e un commutatore rotante a tre posizioni nel punto X indicato sullo schema.

Il condensatore C_2 permette di ottenere una leggera esaltazione degli acuti, un condensatore da 0,03 μF permetterà di assicurare una curva di risposta quasi lineare, mentre un elemento da 0,01 μF rinforzerà i suoni bassi.

È allora possibile provare diversi valori di capacità fino a quando si trova il valore che è più conveniente per l'orecchio.

Il montaggio è realizzato di preferenza in un piccolo contenitore in alluminio che permette di evitare le perdite e i ronzii; in ragione del basso livello prodotto dal pick-up (dell'ordine di 15 mV) è necessario che tutti i conduttori attivi siano più corti possibile e posti vicino ai bordi del telaio o della piastrina. Il condensatore da 0,05 μF, C_1 permette di bloccare tutta la tensione proveniente dal pick-up che potrà ritornare indietro a partire dall'amplificatore, in seguito a un cortocircuito della tensione elevata. È consigliabile utilizzare delle resistenze da 0,5 W e dei condensatori aventi una tensione di prova di 150-200 V.

Per utilizzare questo montaggio, colleghiamo un microfono alla presa J_2 e un pick-up alla presa J_1. Regoliamo il controllo di volume dell'amplificatore a un livello moderato, poi, parlando con voce normale, regoliamo il dispositivo del controllo di volume del microfono R_1.

Se il livello di volume corrispondente al pick-up rischia di essere troppo elevato in

confronto a quello del microfono, si metta in serie una resistenza da 150.000 Ω al punto Y indicato sullo schema, per equilibrare i due segnali d'ingresso.

Buona parte degli amplificatori non hanno dei circuiti di compensazione nei loro circuiti d'ingresso e di uscita per magnetofono. Si può così utilizzare il montaggio quando si effettua una registrazione dal disco al nastro magnetico, alfine di ottenere una risposta in frequenza più uniforme possibile.

I valori delle resistenze e delle capacità poste nel montaggio equilibratore sono indicati per adattarsi alla maggior parte dei fonorivelatori. Si può, quindi, per alcuni modelli, impiegare una resistenza di carico di valore più elevato dell'ordine di 120.000 - 200.000 Ω. L'impiego di queste resistenze necessita della sostituzione della resistenza R_5 con un potenziometro da 200 kΩ, e la resistenza R_3 deve allora avere un valore di 20 kΩ.

ALFA

(Da « Le Haut - Parleur »)

***S**ul numero uno di quest'anno è stata pubblicata una notizia riguardante il Centro di Controllo del Traffico Aereo ad Heathrow vicino a Londra. Ora ci è giunta dal Ministero Britannico dell'Aviazione l'autorizzazione a pubblicare questa interessante fotografia relativa allo stesso Centro. Essa mostra il già citato banco di controllo a disposizione di ogni singolo operatore; su di esso compaiono i tre schermi che riportano tutte le informazioni utili.*

Il tubo catodico a schermo circolare è collegato al rilevamento radar locale, sugli altri due schermi rettangolari compaiono invece informazioni relative al piano di volo degli aerei in arrivo e i rilevamenti della catena radar esterna posta sulle coste della Gran Bretagna.

I tubi catodici usati sono della nota casa inglese Brimar.

STABILIZZATORI CON DIODI ZENER E CON TRANSISTOR

Si descrivono alcuni circuiti stabilizzatori equipaggiati con diodi Zener e con transistor; essi possono fornire diversi valori di corrente.

La stabilizzazione con un solo diodo Zener è il montaggio più semplice che ci si possa immaginare (fig. 1); in esso il diodo Zener (D) è montato in parallelo sull'unità, vale a dire sul circuito di utilizzazione e dove le possibili variazioni della tensione di uscita U_z dipendono dalle caratteristiche del diodo utilizzato.

La scelta del valore della resistenza serie R_1 è determinato dalle seguenti considerazioni:

1. Si fa in modo che la dissipazione massima ammissibile del diodo non sia superata quando la tensione all'ingresso (U_b) è massima e il carico minimo (funzionamento a vuoto, per esempio).
2. Si fa in modo che la corrente attraverso il diodo sia ancora sufficiente quando la tensione all'ingresso è minima e il carico massimo.

Siccome questa doppia condizione non conviene che per una « gamma » abbastanza limitata di variazioni del carico e della tensione di rete, la richiesta di utilizzazione degli stabilizzatori come quello di fig. 1 è ugualmente abbastanza limitata. Noi vogliamo, quindi, indicare una relazione che permette di calcolare rapidamente R_1 supponendo che U_b abbia un valore massimo e per i tre casi seguenti:

a) corrente del circuito d'utilizzazione (I_C) costante;

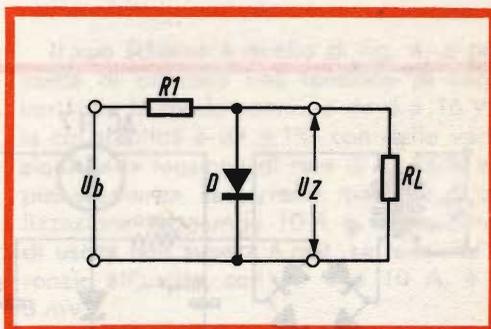



Fig. 1 - Schema di uno stabilizzatore con un solo diodo Zener.

b) corrente del circuito di utilizzazione che può variare da 0 a un certo valore massimo I_{C2};

c) corrente del circuito di utilizzazione variante fra due limiti: I_{C1} e I_{C2}.

Se noi chiamiamo U la differenza $U_b - U_z$, avremo per i tre casi suddetti, le relazioni seguenti:

(a) $R_1 = U/I_C + I_z$

(b) $R_1 = U/I_z$

(c) $R_1 = U/I_{C1} + I_z$.

In queste tre relazioni, I_z è la corrente massima che ammette il diodo Zener utilizzato, corrente che si troverà nelle caratteristiche fornite dal costruttore.

Per fissare le idee, si può ottenere per esempio, una tensione stabilizzata di 6,8 V con l'aiuto di un diodo BZY 15, con un consumo massimo di 200 mA nel circuito di utilizzazione. La resistenza R_1 sarà di 10 Ω circa e la tensione U_b di 9 V.

Stabilizzatore con un transistor e un diodo Zener

Le caratteristiche di questo stabilizzatore (fig. 2) sono:

Tensione di uscita U_s : 9 V circa, stabile ± 2% per variazioni di rete di ± 10% e per un consumo massimo;
Resistenza interna (uscita): uguale o minore di 4 Ω

Corrente massima utilizzabile: 200 mA

Tensione residua di ronzio per I_C = 10 mA: 1 mV

Tensione residua di ronzio per I_C = 100 mA: 4 mV.

Questo stabilizzatore è ottenuto aggiungendo praticamente un transistor allo schema di fig. 1. Le variazioni di corrente in uscita si trovano ridotte nel rapporto β quando esse sono riportate al circuito dal diodo Zener, essendo β il guadagno statico minimo in corrente del transistor utilizzato.

La tensione di uscita U_s dipende dal diodo Zener utilizzato ed è praticamente uguale. Il trasformatore è realizzato su un piccolo circuito con una sezione di 1,4 cm^2 circa per il nucleo. Il primario (n_1) comporta 4700 spire di filo di rame smaltato da 8/100 e il secondario (n_2) 260 spire di filo di rame smaltato da 40/100.

Stabilizzatore a tensione di uscita regolabile da 6 a 12 V

La tensione di uscita di questo montaggio (fig. 3) può essere modificata fra 6 e 12 V circa, essa resta stabile a ± 1 % in presenza di variazioni della tensione di rete di ± 10%. La resistenza di uscita non supera 0,3 Ω e la corrente utilizzabile raggiunge i 500 mA.

La tensione residua di ronzio è, a piena potenza, di 150 μV.

Questo montaggio è consigliabile quando si richiede un minimo di ronzio e un massimo di stabilità all'uscita. Il transistor

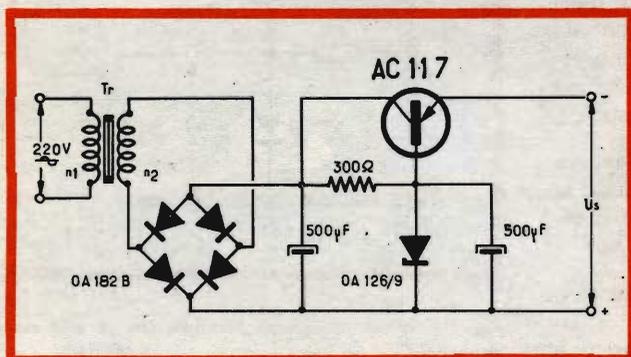



Fig. 2 - Il montaggio comprendente un diodo Zener associato a un transistor permette di ottenere una corrente molto più elevata nel circuito di utilizzazione.

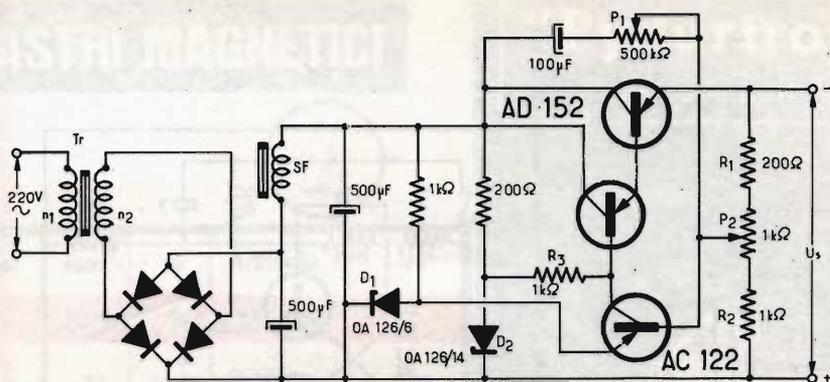



Fig. 3 - Circuito che permette di ottenere una corrente di 500 mA, con la tensione di uscita regolabile da 6 a 12 V. Il transistor intermedio è del tipo AC 117.

serie AD 152 (AD 149; 2 N 2836) è comandato dalle variazioni della tensione di uscita attraverso un transistor amplificatore AC 117. Il partitore di tensione R_1 - P_2 - R_2 permette di applicare alla base del transistor AC 122 una frazione della variazione della tensione di uscita. Siccome la tensione di emettitore di questo transistor è fissata dal diodo Zener D_1, la variazione della tensione di base provoca una variazione corrispondente della corrente di collettore e, in seguito a ciò, una caduta di tensione amplificata e di senso contrario in R_3. Oppure, se la tensione di uscita diminuisce, per esempio, la base dell'AC 122 diventa meno negativa in confronto all'emettitore e la corrente di collettore diminuisce, questo rende la base dell'AC 117 più negativa. Ne risulta che la corrente di emettitore di questo transistor aumenta, così che la corrente di base dell'AC 152 e, di conseguenza, la corrente di collettore di questo transistor, compensano così la diminuzione della tensione sull'uscita.

Il diodo Zener D_2 impedisce alle variazioni della tensione di rete di repercuotersi sulla caduta di tensione ai capi di R_4. Il potenziometro P_1 permette di regolare a un valore minimo la tensione di ronzio all'uscita, in modo che P_2 serva per regolare la tensione di uscita al valore desiderato, nei limiti indicati in precedenza.

Il trasformatore d'alimentazione è realizzato su un circuito con un nucleo di 3 cm^2 circa senza traferro. Il primario comporta 3300 spire da 16/100 di filo di rame, e il secondario 350 spire da 50/100.

L'induttanza di filtro SF, realizzata su un circuito identico, comprende 600 spire da 60/100 di filo di rame. È previsto un traferro di 0,5 mm.

Stabilizzatore per 0-16 V e 10 A con dispositivo di sicurezza

Il suo schema è quello di fig. 4, e permette di ottenere una tensione di uscita variabile in modo continuo da 0 a 16 V e la cui stabilità è di $\pm 1‰$ con delle variazioni della tensione di rete di $\pm$ 10% e a piena potenza. La corrente massima di utilizzazione raggiunge 10 A e la resistenza di uscita non supera 6 mΩ. La tensione di ronzio all'uscita, con 16 V e 10 A, è di 3 mV.

La tensione di uscita è regolata con l'aiuto del commutatore S_1 a 8 posizioni e del potenziometro P_1 all'interno di ciascuna

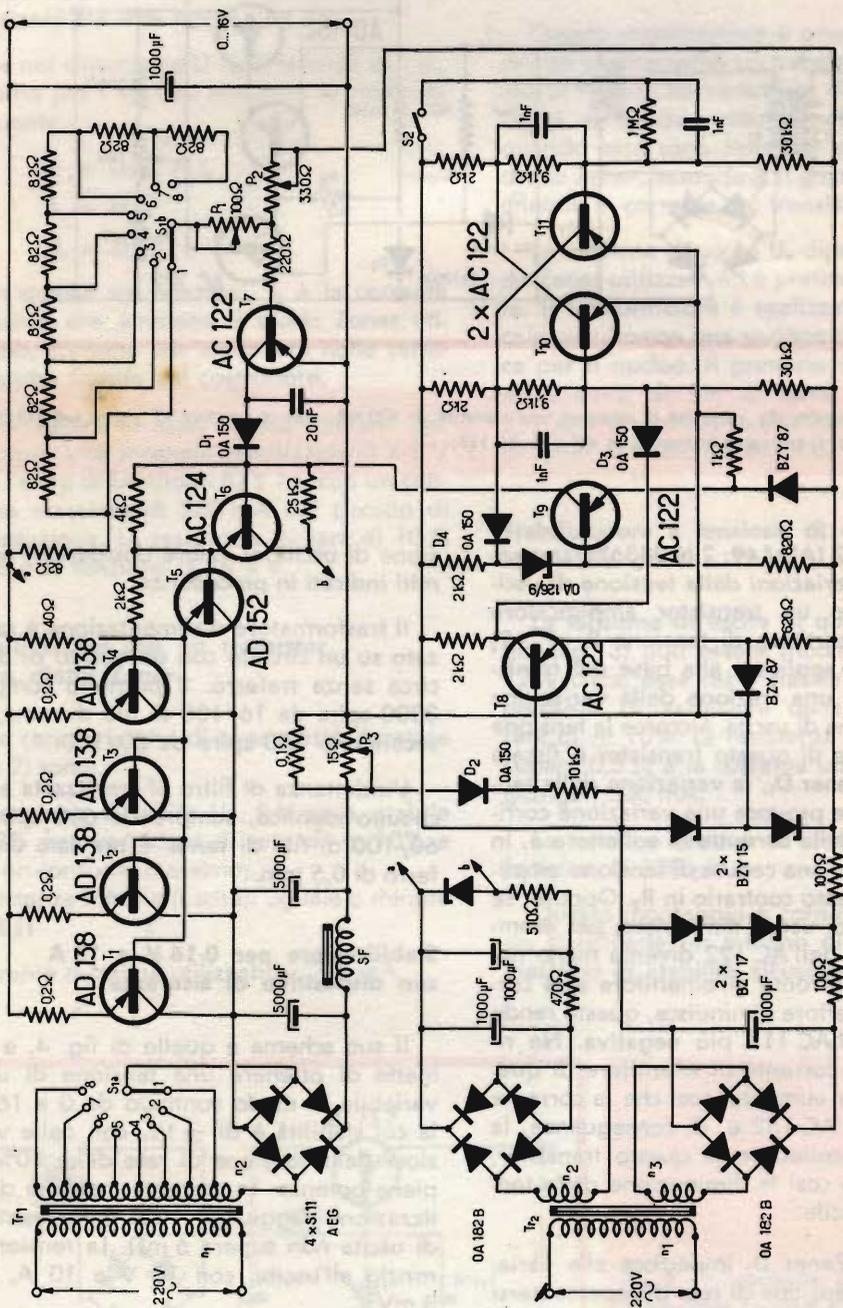



Fig. 4 - Schema di uno stabilizzatore da 160 W, che può fornire 10 A, su una tensione regolabile da 0 a 16 V e circuito di un dispositivo di protezione.

NASTRI MAGNETICI

Pollici	mm	m	Articolo	Lire
SERIE NORMALE				
3"	78	85	S/625	550
3 1/4"	82	90	S/625A	690
3 1/2"	85	100	S/625-1	750
4"	100	110	S/625-2	980
5"	127	180	S/628	1.250
5 3/4"	147	250	S/628-1	1.780
7"	178	360	S/631	2.450
SERIE LONG PLAYING				
3"	78	120	S/626	800
3 1/4"	82	135	S/626A	850
3 1/2"	85	150	S/626-1	1.000
4"	100	180	S/626-2	1.450
5"	127	270	S/629	1.700
5 3/4"	147	360	S/629-1	2.400
7"	178	540	S/632	3.500
SERIE EXTRA PLAY				
3"	78	160	S/627	1.150
3 1/4"	82	165	S/627A	1.250
3 1/2"	85	180	S/627-1	1.500
4"	100	230	S/627-2	2.200
5"	127	360	S/630	2.800
5 3/4"	147	420	S/630-1	3.600
7"	178	720	S/633	5.900
SERIE MICRO TAPE				
3 1/2"	85	365	S/635	4.900
5"	127	730	S/636	10.500
7"	178	1.460	S/638	21.000

"Pydurtrop"
"Professional"

IN UNA CONFEZIONE DI CLASSE

di queste gamme. Perchè la dissipazione massima dei quattro transistor di potenza collegati in parallelo (T_1 - T_2 - T_3 - T_4) non sia superata, il commutatore S_1 commuta ugualmente le tensioni secondarie del trasformatore Tr_1, con la sua sezione S_{1a}.

La regolazione della tensione d'uscita si fa come nel caso di fig. 3, con la differenza che il numero di transistor utilizzato è maggiore, in quanto può erogare una potenza maggiore.

Per poter arrivare a una tensione di uscita nulla (0 V) è necessaria una tensione di riferimento positiva, che è ottenuta con l'aiuto di uno dei due diodi Zener BZY 15. La dispersione possibile nel valore della tensione di Zener di questi diodi è compensata con la regolazione di P_2 di modo che la tensione di uscita sia sempre limitata a 16 V. Con una tensione di uscita più elevata, la tensione di ronzio sarà più importante e i transistor di potenza potranno essere danneggiati se si produce un cortocircuito in uscita.

Per proteggere i transistor di potenza dall'eventualità di un tale cortocircuito o, in generale, da quello di un sovraccarico, i transistor $T_1 \div T_4$ sono « bloccati » da T_9 attraverso T_5 e T_6.

In utilizzazione normale, i transistor T_8 e T_{11} sono conduttori, finchè T_9 e T_{10} sono « bloccati ». Il transistor T_6 è comandato dalla corrente di collettore di T_7. Se la corrente del circuito di utilizzazione supera il valore di 10 A, regolato da P_3, il diodo D_2 diventa conduttore e, per questo fatto, il transistor T_8 si trova « fermato ». Ma allora il diodo D_3 diventa conduttore e provoca l'apertura di T_{10} e la chiusura di T_{11}. Quest'ultimo transistor, per mezzo del diodo D_4, apre T_9 che provoca la « chiusura » di tutta la catena T_1 - T_6.

Questo stato è mantenuto fino a che il contatto S_2 (pulsante a ritorno automatico) non può essere stabilito, ciò che apre T_{11} e blocca T_9. Il condensatore da 20 nF che si trova fra il collettore e l'emettitore di T_7, serve per evitare le oscillazioni intempestive che potranno prendere origine al momento di un « bilanciamento » fino a che il diodo D_1 permette di evitare la sua influenza nella rapidità di comando del dispositivo di sicurezza. Il trasformatore Tr_1, è realizzato su un circuito di 102 x 102 mm, con una sezione del nucleo di 12 cm^2 circa. Tutti gli avvolgimenti sono fatti in filo smaltato. Il primario comporta 510 spire da 60/100 con prese a 18, 23, 33, 38, 43 e 48 spire.

Il trasformatore Tr_2 è realizzato su un circuito di 55 x 55 mm, senza traferro, con una sezione del nucleo di 3 cm^2 circa.

Tutti gli avvolgimenti sono in filo smaltato: $n_1 = 3200$ spire da 16/100; $n_2 = 342$ spire da 20/100; $n_3 = 540$ spire da 20/100.

L'induttanza di filtro S.F. realizzata su un circuito da 102 x 102 mm, con una sezione del nucleo di 12 cm^2 e un traferro di 1 mm, comporta 60 spire sia in filo smaltato da 20/10 avvolte in coppia e saldate alle due estremità, sia in filo semplice da 30/10.

Diodi e transistor equivalenti

OA 150 = OA 95; IN 618
OA 182 = AAZ 15
AC 117 = AC 128; 2 N 2431
AC 122 = AC 126; 2 N 2429
AC 124 = AC 128; 2 N 2431
AD 138 = ASZ 18; OC 36
AD 152 = AD 149; 2 N 2836

F. T.

(Da « Radio Constructeur »)

Secondo i dati dell'Associazione delle Industrie Elettroniche, la produzione di televisori a colori in Giappone è in continuo e notevole aumento.
Infatti, nel primo semestre del 1966 la produzione è stata di 150.000 unità contro le 35.000 del corrispondente periodo del 1965.
L'incremento nel successivo semestre è stato ancor più sensibile, tanto che la produzione dell'intero 1966 dovrebbe aggirarsi sulle 500.000 unità.

TRASMETTITORE A 8 CANALI DA 27,12 MHz

Riportiamo la descrizione di un trasmettitore a 8 canali che pensiamo possa interessare a molti nostri lettori appassionati di modelli radiocomandati.

Le caratteristiche principali di questo trasmettitore multicanale da 27,12 MHz sono le seguenti:

- Sei transistor: AF 125 pilotato a quarzo; 2 N 1986 (BSY 10) amplificatore di potenza RF; AC 128 e AC 127 commutatore elettronico di modulazione; due SFT 337 (AC 125) oscillatori BF di modulazione.
- Potenza d'antenna RF : 300-400 mW a seconda della tensione di alimentazione.
- Frequenze di modulazione ottenute con due modulatori da 800 a 3000 Hz e da 2500 a 7000 Hz.
- Alimentazione: 9-13,5 V secondo la portata che si desidera ottenere e variante fra 500 e 1000 metri oppure 1500 metri con una antenna accordata al centro.

È possibile raggiungere un disaccoppiamento elettronico senza relè con comando proporzionale.

Schema di principio

La fig. 1 mostra lo schema di principio completo del trasmettitore montato su due piastrine a circuito stampato, una piastrina con il circuito RF e una piastrina con il circuito modulatore.

I due transistor impiegati nella piastrina RF sono l'AF 125 e il 2 N 1986. Il transistor AF 125 è montato con oscillatore pilotato a quarzo, con la base polarizzata negativamente dal ponte formato dalle resistenze da 47 kΩ e da 10 kΩ fra la linea negativa (da — 9 V a + 13,5 V) e la massa (da + 9V a + 13,5V). L'emettitore è stabilizzato con una resistenza da 150 Ω, disaccoppiata da un condensatore da 10.000 pF. Il collettore è collegato alla linea negativa d'alimentazione dell'avvolgimento L_1 accordato da un condensatore da 24 pF su 27,12 MHz. Il quarzo è disposto fra la base e il collettore. Le tensioni RF sono trasmesse al secondo transistor, al silicio NPN tipo 2 N 1986, dal secondario L_2, adattatore di

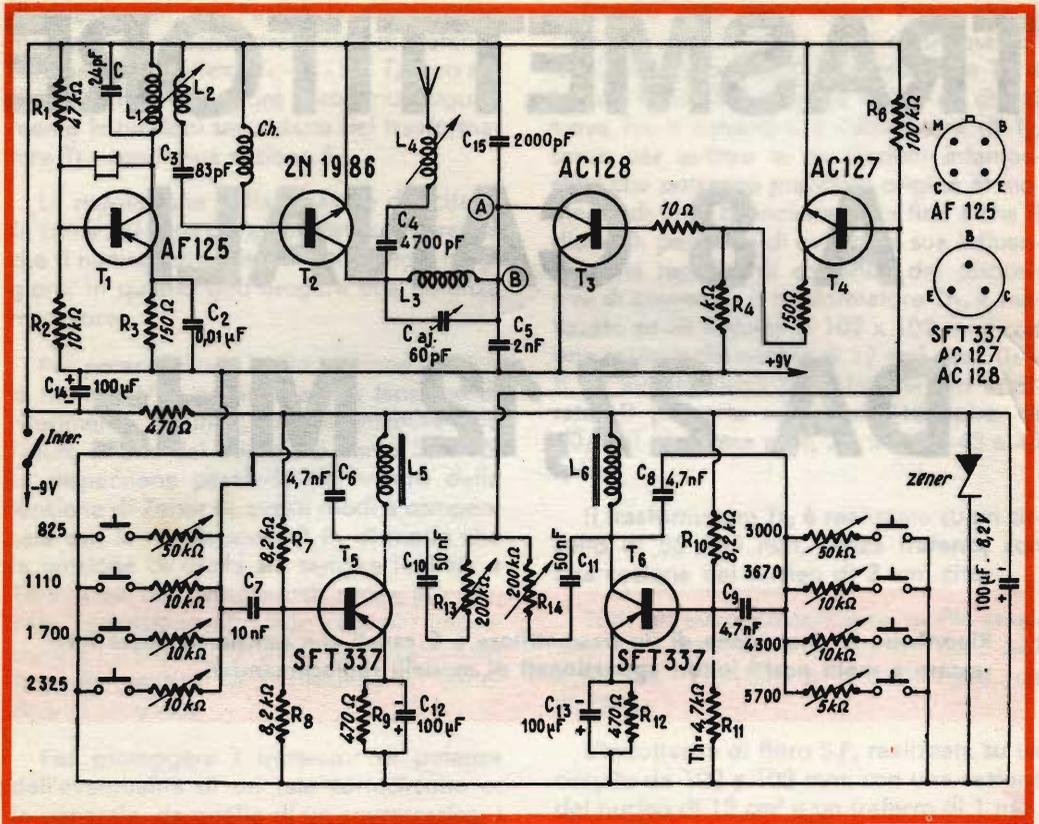



Fig. 1 - Schema elettrico del trasmettitore a 8 canali.

impedenza e il condensatore in serie da 83 pF. La base del transistor 2 N 1986 è collegata al negativo da una bobina di arresto che blocca le tensioni RF. L'emettitore dello stesso transistor è collegato direttamente al negativo e il collettore è caricato dall'avvolgimento L_3, accordato da un condensatore regolabile ceramico di 60 pF, e collegato al collettore del transistor PNP tipo AC 128 del « tosatore » elettronico.

Due condensatori di disaccoppiamento di 2000 e 4700 pF collegano questo collettore alle linee positiva e negativa dell'alimentazione. Le tensioni RF sono trasmesse all'avvolgimento d'antenna L_3 da un condensatore di 4700 pF.

Per una tensione di alimentazione superiore a 9 V, è necessario utilizzare un piccolo dissipatore di calore intorno al transistor finale 2 N 1986.

Il transistor PNP tipo AC 128 e quello NPN tipo AC 127 del « tosatore » elettronico fanno parte della seconda piastrina del modulatore, che comprende anche i due transistor SFT 337 degli oscillatori BF di modulazione.

Gli schemi dei due oscillatori BF sono uguali: solo il valore di qualche elemento è differente per coprire le gamme da 800 a 3000 Hz (oscillatore di sinistra) e da 2500 a 7000 Hz (oscillatore di destra). Le rispettive frequenze ottenute dalla messa in funzione delle differenti resistenze regolabili da 25 kΩ per ogni pulsante sono le seguenti:

1) oscillatore: 825, 1.110, 1.700 e 2.325 Hz

2) oscillatore: 3.000, 3.670, 4.300, 5.700 Hz per un totale di 8 frequenze corrispondenti a 8 canali.

L'oscillatore SFT 337 di sinistra ha la base polarizzata dal ponte 8,2 kΩ - 8,2 kΩ e il suo emettitore è stabilizzato dal circuito formato da una resistenza da 470 Ω e da un condensatore da 100 µF. Nel circuito collettore una bobina BF su nucleo di ferrite ad olla L_5 blocca la componente alternata. La cellula di sfasamento è costituita da due condensatori da 4700 e 10.000 pF o due condensatori da 4700 pF (oscillatori di destra) e da una resistenza regolabile che regola la frequenza su ciascun canale.

Le tensioni alternate di modulazione sono raccolte su ciascun collettore da un condensatore di 50.000 pF in serie con una resistenza regolabile di 200 kΩ, essi dosano le tensioni applicate sulla stessa base dell'AC 127 del commutatore elettronico. Quest'ultimo ha lo scopo di bloccare e sbloccare periodicamente, al ritmo delle frequenze di modulazione, l'amplificatore RF di potenza 2 N 1986. Queste sono le alternanze delle tensioni di modulazione che rendono conduttore il primo transistor NPN AC 127 la cui base diventa positiva in confronto al suo emettitore. Il collettore di questo transistor è collegato alla base del transistor PNP AC 128 da due resistenze in serie da 150 e 10 Ω, il punto comune di queste resistenze è collegato al + 12 V con una resistenza di 1 kΩ.

La corrente di collettore dell'AC 127 comanda quindi quella dell'AC 128 che alimenta il transistor di potenza RF attraverso l'avvolgimento d'accordo L_3. La profondità di modulazione ottenuta in queste condizioni è così del 100%, questo aumenta la portata del trasmettitore.

I segnali sul collettore dell'AC 128 sono di forma rettangolare e della stessa ampiezza, qualunque siano le frequenze con gli avvolgimenti L_5 e L_6. Si noterà d'altra parte l'impiego di un termistore da 4,7 kΩ per la stabilizzazione della temperatura, nel punto di polarizzazione della base dell'oscillatore BF corrispondente alle frequenze elevate. È anche possibile prevedere un dispositivo facoltativo di stabilizzazione di tensione con diodo Zener da 7-8 V, montato in parallelo al condensatore di disaccoppiamento da 100 µF della linea di alimentazione degli oscillatori BF. L'impedenza di ingresso del primo transistor AC 127 del commutatore elettronico è elevata e l'accoppiamento fra gli oscillatori BF e il commutatore elettronico molto lasco (200 kΩ e 50.000 pF) non si deve temere alcuna variazione di frequenza.

Montaggio e cablaggio

Il trasmettitore si presenta in due parti. Da una parte l'alimentatore con i commutatori di comando e dall'altra le due piastrine RF e il modulatore. Per il cablaggio si inizia dalla parte RF, montando le bobine e il condensatore variabile, bisogna fare attenzione ai collegamenti delle bobine L_1 e L_2. L_1 corrisponde al filo smaltato e L_2 al filo isolato. L_3 è costituito da 12 spire di filo di rame da 12/10 avvolte in aria del diametro di 6 mm e della lunghezza di 28 mm. Essendo le due piastrine cablate, non resterà che porle nel contenitore e fissarle con l'aiuto di due viti.

I 4 fili di unione della piastrina RF sono i seguenti: filo d'antenna; linea + 12 V collegata alla linea + 12 V della piastrina del modulatore; l'estremità di L_3 collegata al punto A (collettore AC 128) della piastrina del modulatore; linea — 12 V collegata alla linea segnata col segno — della piastrina del modulatore (resistenza di disaccoppiamento di 470 Ω).

Sul circuito stampato della piastrina RF, si è segnato un collegamento supplementare fra la parte del circuito stampato — 12 V e la parte del circuito stampato corrispondente a una estremità di L_1 e a una armatura del condensatore ceramico di sintonia da 24 pF. Inoltre, la parte del circuito stampato corrispondente a + 12 V si trova tagliato nel mezzo, nelle vicinanze del segno +, alfine di separare la parte del circuito stampato (punto B dello schema) collegato al punto A della piastrina del modulatore. Gli ultimi collegamenti che restano da fare sulla piastrina del modulatore

Fig. 2 - Schema di cablaggio del trasmettitore.

sono i + 12 V della pila per mezzo dell'interruttore e una estremità di ciascuna resistenza regolabile, con un contatto del pulsante corrispondente, il secondo contatto di ciascun pulsante corrisponde a un collegamento comune + 12 V. Questi collegamenti sono facilitati dagli 8 capicorda posti su un lato del circuito stampato del modulatore.

Regolazioni

Disporre una lampada da 12 V-60 mA alla base dell'antenna e in serie con questa antenna completamente aperta. Regolare i nuclei di L_1 e L_3 e il condensatore ceramico di sintonia, in modo da ottenere il massimo di illuminazione. Questa regolazione si effettua con la modulazione, premendo su uno dei pulsanti.

Le resistenze regolabili da 200 kΩ saranno regolate al massimo del valore ottenendo dei segnali rettangolari sul collettore dell'AC 128.

Si terminano le regolazioni con ciascuna resistenza variabile di ciascuna frequenza BF di modulazione, premendo sul pulsante corrispondente, alfine di ottenere le stesse frequenze rispettive a quelle dei filtri del ricevitore.

BETA

(Da « Le Haut - Parleur »)

È stato realizzato negli Stati Uniti un sistema rivelatore di posizione a raggio laser, capace di localizzare e seguire oggetti in movimento rapido. L'apparecchiatura è risultata utile per seguire le traiettorie di partenza dei missili; infatti la sua precisione è 100 volte più accurata di un normale radar, anche se la portata è limitata intorno ai 15 km. C'è da dire inoltre che durante i periodi di lancio il radar tende a venire « oscurato » da oggetti estranei, come accessori di lancio, stadi « booster », ecc...; questo non succede quando si usa un rivelatore a fascio laser che ha la possibilità di rispondere alle più brusche variazioni di rotta ed eventualmente di rilocalizzare un bersaglio perduto. Il sistema è formato da tre unità accoppiate; un « cannone » emittente laser, un telescopio ottico ed una unità ricevente; in quest'ultima parte è inserito un deflettore ottico per la ricerca del bersaglio. Quando il contatto con il bersaglio è interrotto il deflettore attiva un sistema di « scanning » orizzontale e verticale, capace di spostare l'intero apparecchio su 2000 posizioni diverse nel giro di mezzo secondo.

Appena il fascio colpisce nuovamente il bersaglio, e viene quindi riflesso nell'unità ricevente, il deflettore si disattiva automaticamente e viene inserito il normale metodo di tracciamento. L'eccezionale rapidità di movimento dell'apparecchiatura è ottenuta grazie ad un sistema di specchi mobili, facenti parte del deflettore, i quali sono collegati agli organi di comando per mezzo di sottili trasduttori piezoelettrici; è possibile perciò comandare la ricerca del bersaglio con un calcolatore elettronico programmato appositamente per inviare i segnali di comando ai trasduttori piezoelettrici.

Una catena di stazioni radar sarà impiantata nel prossimo futuro, alla foce della Senna, per facilitare il traffico marittimo. La prima di queste stazioni verrà installata tra breve a Radicatèl a circa 25 km da Le Havre.

Quando alcune stazioni saranno in grado di funzionare automaticamente, un sistema relay provvederà alla trasmissione del segnale radar ad un solo centro operativo.

È pressochè certo che, grazie a queste apparecchiature, la foce della Senna diverrà insieme a Rotterdam, Amsterdam, Amburgo, Brema ed Eden, che già dispongono di stazioni radar, una delle più importanti vie di comunicazione navigabili dell'Europa.

INVERTITORE DI POTENZA

Riportiamo un esempio tipico di invertitore di potenza realizzato con diodi controllati al silicio avente una potenza di 1 kVA.

L'esigenza di disporre di una sorgente di corrente alternata anche quando manca la rete, veniva finora generalmente soddisfatta dalle convertitrici rotanti.

Con l'affermarsi dei semiconduttori di potenza e in particolare dei diodi controllati (SCR o Thyristor) il problema è stato risolto per via totalmente statica con l'« Invertitore a SCR ».

Il Lacep (Laboratorio Applicazioni Componenti Elettronici della Philips S.p.A.) allo scopo di chiarire in tutti i suoi aspetti tale problema ha studiato quello che si può chiamare il circuito fondamentale dell'in-

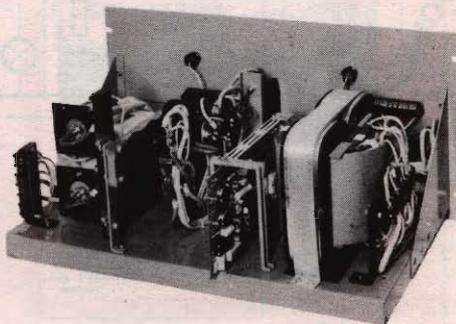
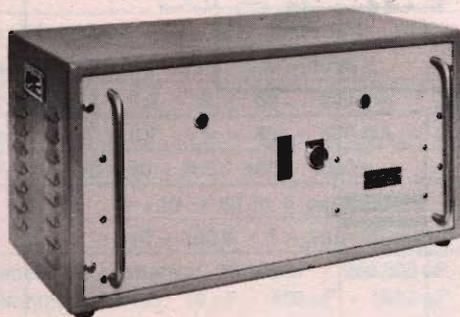



Fig. 1 - Prototipo di invertitore CA-SR-044.

versione statica e cioè l'« invertitore parallelo », di cui diamo qui di seguito un esempio tipico, già funzionante e disponibile in visione nel Laboratorio stesso.

Invertitori classe CA-SR

Gli invertitori di questa classe (fig. 2) sono composti da un circuito di potenza (diodi e SCR), da un circuito di pilotaggio degli SCR (MIN, modulatore invertitore) e da un circuito di protezione (PIN, protezione invertitore).

Il circuito di potenza è essenzialmente costituito dai diodi controllati Ty_1, Ty_2 e dai diodi D_1, D_2, D_3, D_4.

I diodi controllati Ty_1 e Ty_2, innescati alternativamente ogni semiperiodo danno luogo al passaggio di una corrente alternata sul primario del trasformatore **T**.

La tensione sul carico che ne risulta, e un'onda quadra che, se necessario, può essere filtrata e stabilizzata.

I diodi D_1 e D_2 permettono il recupero dell'energia immagazzinata nel circuito risonante L_1 C_1 durante ogni commutazione, evitando dannose sovratensioni ai bassi carichi. I diodi D_3 e D_4 rendono sicura la commutazione anche per carichi molto induttivi.

Il modulatore (MIN) fornisce due impulsi ad onda quadra sfasati di 180°, alla frequenza desiderata (50 ÷ 400 Hz), per l'innesco alternato dei due SCR Ty_1, Ty_2.

La durata degli impulsi è pari all'intero semiperiodo per garantire l'accensione degli SCR in qualsiasi condizione di carico.

Il mancato innesco di un SCR, quando l'altro è in conduzione o il mancato spe-

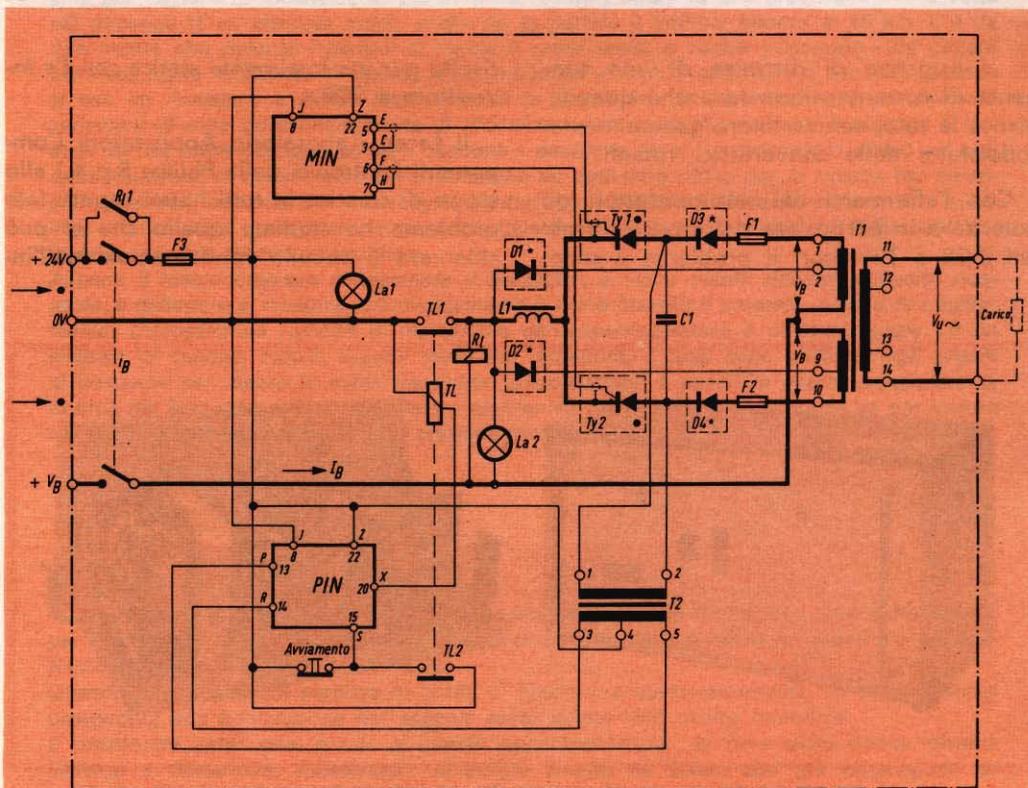



Fig. 2 - Schema elettrico dell'invertitore CA-SR-044.

gnimento di uno all'innesco dell'altro, provocherebbe un corto circuito sulla batteria se il circuito di protezione (PIN) non intervenisse in pochi millisecondi provocando l'apertura del teleruttore di batteria (TL).

Questa protezione evita che per un corto circuito istantaneo in un punto qualsiasi dell'apparecchiatura debbano intervenire i fusibili extrarapidi F_1 e F_2. Ovviamente interverrà prima il teleruttore dei fusibili F_1 F_2 solo se la corrente di corto circuito, prima dell'intervento del teleruttore, non avrà superato il valore di fusione di F_1 e F_2.

I moduli MIN e PIN sono atti alla realizzazione di tutti gli invertitori di questa classe, qualunque sia la tensione di alimentazione c.c.; e la potenza d'uscita.

Queste ultime infatti condizionano soltanto il circuito di potenza e cioè diodi, SCR, induttore, condensatore e trasformatore.

Il modulo MIN viene normalmente fornito per la frequenza di 50 Hz; a richiesta può essere fornito per frequenze diverse. Viene anche fornito a richiesta il filtro-stabilizzatore tipo FFR, per la stabilizzazione e la correzione dell'onda d'uscita.

INVERTITORE CA-SR-044

Caratteristiche elettriche

— Alimentazione: batteria 110 V per il circuito di potenza, con presa a 24 V per i circuiti di controllo.

— Uscita: 220 V, 50 Hz.

— Forma d'onda: quadra.

— Potenza: 1 kVA.

— Tipo di carico: qualsiasi (funziona anche a vuoto).

— Protezione elettronica contro i c.c. accidentali, con ripristino automatico.

— Sovraccarico per qualche secondo: 2 kVA.

Dati del circuito di potenza (vedi fig. 2)

F_1 = F_2 = 25 A, extrarapidi

F_3 = 1 A

Ty_1 = Ty_2 = BTX 12/600 R

D_1 = D_2 = BYX 13/1200; piastra 2 mm, 50 x 50 mm

D_3 = D_4 = BYX 13/1200; radiatore 56238

C_1 = 10 μF, 500 V_{ca}

TL = teleruttore: contatti 30 A/150 Vcc; bobina 24 V/1,3 A max

T_1 TF 28

L_1 = IF 10

T_2 = trasformatore 50 Hz, 2 VA, primario 300 V, secondario 60 V (con presa centrale).

*

La B.B.C. ha ordinato alla compagnia Marconi tre nuove emittenti TV che funzioneranno nella gamma U.H.F. e presenteranno caratteristiche veramente interessanti. Gli stadi finali saranno equipaggiati con klystron capaci di fornire una potenza di 40 kW in antenna, il che costituisce un record poichè è la prima volta che si raggiunge un valore così elevato nella gamma U.H.F. Le emittenti saranno inoltre caratterizzate da un funzionamento interamente automatico; per es. in caso di avaria degli stadi finali entreranno automaticamente in azione dei generatori d'emergenza capaci di fornire una potenza di 8 kW. La messa in opera è prevista entro il 1968 in tre località dell'Inghilterra meridionale.

COMPONENTI RLC E I LORO CIRCUITI

Con questo articolo vogliamo spiegare il funzionamento dei più semplici circuiti elettronici, cioè quei circuiti formati da soli componenti R, L e C e la loro influenza sulle tensioni ad essi applicate.

Gli elementi: resistenza, bobina e capacità, associati ai tubi a vuoto o ai semiconduttori sono i pezzi essenziali dei montaggi elettronici. I circuiti formati, solo da elementi R, L, C anche non associati a dei tubi, giocano un ruolo importante nei montaggi elettronici, perchè permettono di modificare la forma dei segnali. Così, realizzando un circuito a quadripolo, (vedere fig. 1) non contenente che degli elementi di questo genere, se si applica all'ingresso 1 - 2 una tensione e_e di forma qualunque, si può ottenere all'uscita 3 - 4 una tensione di forma differente secondo la composizione del montaggio all'interno del quadripolo.

Circuito con sole resistenze

Si noterà che un quadripolo non contenente che degli elementi R, L, C in numero qualunque, si chiama quadripolo passivo; se invece all'interno avrà dei tubi, si chiamerà quadripolo attivo.

Un esempio di quadripolo è dato dalla fig. 2 A. Questo quadripolo molto semplice non contiene che una resistenza R, montata fra i punti 1 e 3, mentre i punti 2 e 4 sono uniti insieme. Un generatore o « sorgente » fornisce la tensione e_e. La tensione di uscita è ottenuta sul carico che in questo esempio è una resistenza R_L.

Con questo montaggio si può ridurre l'ampiezza del segnale fino a che si vuole.

Sia per esempio, una sorgente che dà una tensione continua di 4,5 V. Questa ten-

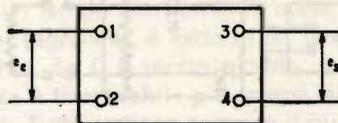



Fig. 1 - Rappresentazione di un quadripolo.

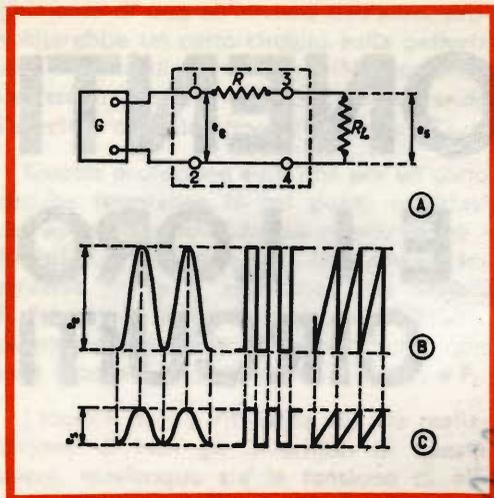



Fig. 2 - A) Esempio di quadripolo con sole resistenze; B) tre segnali alternati di ingresso con ampiezza di cresta e_e = 4,5 V; C) gli stessi segnali in uscita con ampiezza e_s = 1,5 V.

sione sarà applicata a $R + R_L$ e la tensione su R_L sarà:

$$e_s = e_e R_L/(R + R_L)$$

e se si ha: $e_e = 4{,}5$ V, $R = 1000\ \Omega$, $R_L = 500\ \Omega$, si avrà:

$$e_s = 4{,}5 \cdot 500/1500 = 1{,}5 \text{ V}$$

In questo caso, non si può dire che si cambia la forma del segnale, ma solamente la sua ampiezza.

La stessa operazione effettuata con una tensione alternata darà dei risultati analoghi. Il segnale di uscita avrà la stessa forma, per esempio sinusoidale o rettangolare

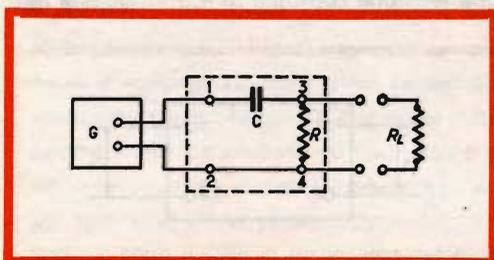



Fig. 3 - Quadripolo formato da resistenza e condensatore.

o a dente di sega ecc, ma una ampiezza ridotta nel rapporto $R_L/(R + R_L)$. In fig. 2B e 2C sono riportati tre segnali alternati la cui ampiezza da cresta a cresta è di 4,5 V e i segnali di uscita della stessa forma, di ampiezza 1,5 V; le resistenze R e R_L hanno i valori indicati più in alto.

Fatto importante, non è che la riduzione di tensione. Essa non ha subito ne deformazione, ne inversione ne spostamento nel tempo.

Si deve ricordare che: **in un quadripolo non contenente che delle resistenze montate in qualsiasi modo, il segnale di uscita riproduce, con un'ampiezza più bassa, il segnale d'ingresso qualunque sia la sua forma, senza alcun spostamento nel tempo.**

Circuiti contenenti degli elementi RC, RL o RLC

Consideriamo un altro caso, quello di un quadripolo contenente delle resistenze e degli elementi C o L o entrambi.

Sia per esempio, il quadripolo della fig. 3, con un condensatore C fra i punti 1 e 3 e una resistenza fra i punti 3 e 4, i punti 2 e 4 sono uniti insieme.

Se il « segnale » è una tensione continua, il condensatore C non la lascia passare e non si avrà niente all'uscita, tranne che per il momento in cui si applica la tensione. Se il segnale è alternato e sinusoidale, si otterrà anche in uscita un segnale sinusoidale.

Il fatto è generale, qualunque sia la composizione del quadripolo ma, in rapporto al caso precedente, quadripolo composto solo da resistenze, esso ha una differenza importante; si ha uno spostamento nel tempo in avanti o indietro, che si chiama, nel caso di segnale sinusoidale, sfasamento.

Dunque la seconda legge generale: **Tutta la tensione sinusoidale è riprodotta, con uguale ampiezza, senza deformazione da qualsiasi quadripolo (R, RL, RLC, RC) ma con uno spostamento dei tempi.**

La fig. 4 mostra questo caso generale. La tensione e_e è rappresentata in alto a quella di uscita, e_s, in basso. Lo spostamento nel tempo è t_o e deve essere riferito alle sommità delle sinusoidi. La sommità S della sinusoide superiore è riprodotta dalla sommità S' della sinusoide inferiore. Questo, si può definire lo sfasamento. Se l'angolo di fase è di 0° per S, e di 90° per S', lo sfasamento espresso in angoli è di 90° oppure se si preferisce $\pi/2$ esprimendo gli angoli in radianti.

Passiamo ora al caso in cui la tensione d'ingresso non è sinusoidale. In questo caso, la tensione di uscita sarà deformata in relazione a quella d'ingresso.

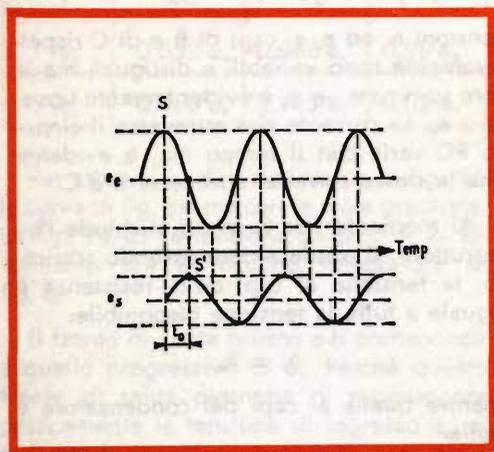



Fig. 4 - Sfasamento nel segnale d'uscita rispetto a quello d'ingresso, sinusoidale, dovuto al condensatore nel quadripolo di fig. 3.

Così nel caso del montaggio RC della fig. 3, se la tensione di ingresso è per esempio rettangolare come quella mostrata al centro della fig. 2, la tensione di uscita non sarà più rettangolare.

La fig. 5 mostra la forma rettangolare perfetta d'ingresso e la forma modificata all'uscita.

I fronti di salita di tensione sono riprodotti, ma i tratti piani, vale a dire le tensioni costanti, non sono riprodotti; essi sono sostituiti dalle tensioni discendenti o ascendenti.

La deformazione è maggiore quando R resta costante e C è più piccolo. Se C fosse infinitamente grande, non si avrebbe deformazione.

Il circuito RC di fig. 3 si chiama **circuito differenziatore.**

Un altro esempio di circuito deformante è il circuito detto **integratore** il cui schema è riportato in fig. 6 A. Supponiamo che la tensione di ingresso e_e sia rettangolare, come nell'esempio precedente, la tensione di uscita è deformata. In fig. 6 B sono riportate le forme di e_e e di e_s per dei valori determinati di R, C e della frequenza del segnale.

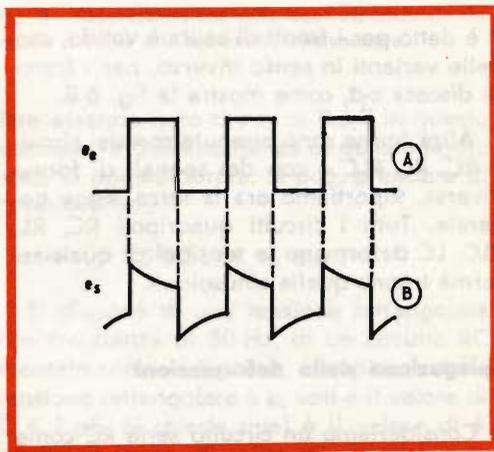



Fig. 5 - Deformazione della tensione d'uscita (B) rispetto a quella d'ingresso (A) non sinusoidale.

Il circuito integratore deforma i fronti di salita e di discesa del segnale, ovvero, delle variazioni brusche di tensione sono trasformate in variazioni lente.

Così, il tempo di salita a-b che in e_e si fa in un tempo teoricamente nullo, all'uscita, nel segnale e_s è fatto in un tempo progressivo. Se C è molto piccolo, la sua influenza è trascurabile e il tempo di salita è rapido. Tutto avviene come se il quadripolo contenesse solo la resistenza R. Se C è di capacità elevata il tempo di salita è lento e per valori sufficienti di C esso non può più raggiungere il livello a-b. Quello che

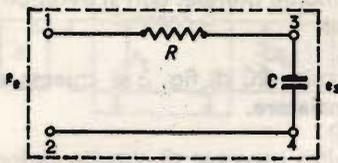
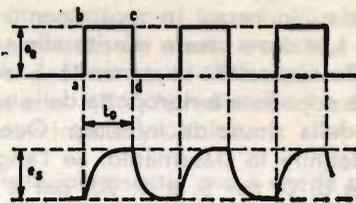



Fig. 6 - A) Circuito integratore; B) deformazione della tensione d'uscita e_s rispetto a quella d'ingresso e_e sottoposta all'azione del circuito integratore.

si è detto per i fronti di salita è valido, con delle varianti in senso inverso, per i fronti di discesa c-d, come mostra la fig. 6 B.

Altre forme sono ottenute con dei circuiti RC, RL, RLC o con dei segnali di forma diversa. Riportiamo ora la terza legge generale. Tutti i circuiti quadripoli RC, RL, RLC, LC deformano le tensioni di qualsiasi forma tranne quelle sinusoidali.

Spiegazione delle deformazioni

Consideriamo un circuito serie RC come quello di fig. 7. Applichiamo una tensione continua e_e sull'insieme RC con un interruttore rapido. La tensione continua e_e caricherà la capacità attraverso la resistenza. Le tensioni e_r ed e_c ai capi di R e di C rispettivamente sono variabili e disuguali ma la loro somma $e_r + e_c$ è evidentemente uguale a e_e. La corrente che attraversa il circuito RC varia con il tempo ma, è evidente che la stessa corrente attraversa R e C.

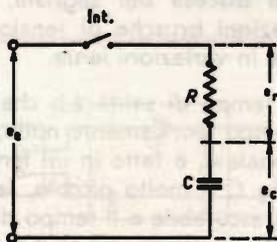



Fig. 7 - Esempio di circuito serie RC.

Al momento $t = \theta$, in cui si chiude l'interruttore, il condensatore essendo scaricato, la tensione ai capi della resistenza è uguale a tutta la tensione disponibile:

$$e_r = e_e$$

mentre quella ai capi del condensatore è nulla:

$$e_c = 0$$

La corrente di carica $i = i_r = i_c$ è massima all'inizio dell'esperimento e uguale a e_e/R.

Come il condensatore si carica, la corrente i diminuisce e la tensione ai capi del condensatore aumenta secondo una legge esponenziale che è rappresentata in fig. 8 A. In ascissa, si rappresenta il tempo, da zero fino all'infinito e in ordinata, la tensione variabile e_c ai capi del condensatore.

A misura che questo si scarica, la corrente i diminuisce, la tensione e_c aumenta, fino a che la tensione sulla resistenza diminuisce essendo dato che $e_r = e - e_c = Ri$.

La tensione e_r è rappresentata dalla curva della fig. 8 B. La curva a tratto disconti-

nuo riproduce quella di fig. 8 A, e rappresenta la tensione ai capi del condensatore e si vede che in ogni momento $e_c + e_r = e_e$. Il tempo necessario perchè e_c sia uguale a e_e, quando il carico sia completo, è infinito. Praticamente, il carico è quasi completo per t = 4θ, esattamente, si ha con questo momento $e_c = 0,98\ e_e$.

Il tempo θ è la costante di tempo del circuito, uguale a RC. Esempio: sia R = = 1000 Ω e C = 0,1 μF. La costante di tempo è: θ = RC = 100 Ω μF = 100 μs in quanto il prodotto (ohm) x (farad) = secondi. La tabella I sarà molto utile in diverse operazioni pratiche.

TABELLA I

t	RC	2 RC	4 RC
e_c	0,632 e_e	0,865 e_e	0,98 e_e
e_r	0,368 e_e	0,145 e_e	0,02 e_e

Per altri valori di t, riportiamo in fig. 9A la curva di fig. 8A ma con le scale graduate. La fig. 9B dà la tensione ai capi di R. Ritorniamo ora al circuito integratore di fig. 6.

Il fronte di salita brusco a-b corrisponde a quello progressivo di e_s. Perchè questo fronte di salita permetta di raggiungere praticamente la tensione di ingresso e_e, si fa in modo che RC sia superiore o uguale a 4 θ = 4 RC. Si prenda t_o = 5 RC. D'altra parte il periodo T della tensione rettangolare essendo noto che t_o = 0,5 T in questo esempio le due alternanze di questa figura sono di uguale durata. Si può, prendere di conseguenza:

$$5\ RC = t_o = 0,5\ T$$

Si dispone di una tensione rettangolare con frequenza di 50 Hz, di un circuito RC montato come in fig. 6 A. L'ampiezza della tensione rettangolare è e_e volt e il valore di C è 1 μF. Si chiede qual è il valore di R perchè il fronte di salita sia praticamente completo all'inizio del semiperiodo t_o = = 0,5 T. Soluzione: il periodo T è uguale

Fig. 8 - Rappresentazione della legge esponenziale che regola la carica e la scarica del condensatore.

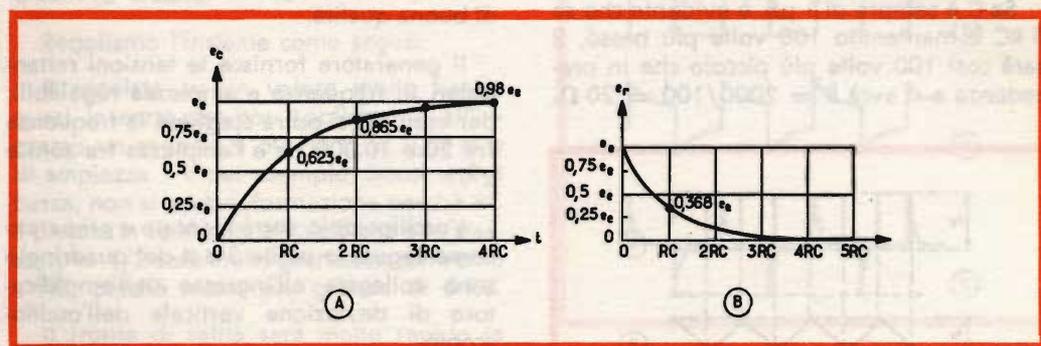



Fig. 9 - A) Valori di tensione ai capi del condensatore; B) valore di tensione ai capi della resistenza.

all'inverso di f dunque $T = 1/50 = 0,02$ secondi, dunque $t_o = 0,01$ s. D'altra parte, se si prende $t = t_o = 5\ RC$, si ha:

$$5\ RC = 0,01\ s$$

e

$$R = \frac{0,01}{5C} = \frac{0,002}{C}\ \Omega$$

con C in farad. Siccome $C = 1\ \mu F$, si avrà in farad 1/1.000.000 o ancora 10^{-6} F.

$$\text{Dunque } R = \frac{0,002}{10^{-6}} = 0,002 \cdot 10^{-6} =$$
$$= 2000\ \Omega.$$

Verifichiamo questo risultato. Il prodotto RC è uguale a 2.000/1.000.000 secondi = = 2000 μs perciò 5 RC = 10.000 μs.

D'altra parte:

$t_o = 0,01\ s = 1.000.000/100\ \mu s = 10.000\ \mu s$

dunque il nostro calcolo è esatto.

Secondo esempio

Con lo stesso montaggio, si vuole che il fronte di salita sia molto rapido, ovvero, si vuole che la tensione di uscita della fig. 6 B, non sia praticamente deformata.

In questo caso, la durata pratica del tempo di salita 5 RC deve essere una piccola frazione di t_o.

Prendiamo $5\ RC = t_o/100$.

Se C è sempre di 1 μF, è evidente che se 5 RC è mantenuto 100 volte più basso, R sarà così 100 volte più piccolo che in precedenza e si avrà $R = 2000/100 = 20\ \Omega$.

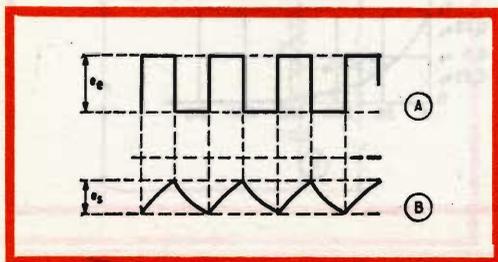



Fig. 10 - Deformazione di una tensione rettangolare.

Terzo esempio

In questo terzo esempio si vuole ottenere una tensione di uscita come quella raffigurata in fig. 10 B, con una tensione d'ingresso uguale a quella in fig. 10 A. La tensione d'uscita è simile a una tensione triangolare. Si ha $t_o = 0,5$ T. Durante il semiperiodo del segnale, il carico è incompleto e la salita di tensione non raggiunge più il valore e_s della tensione d'ingresso. In fig. 9 si constata che si può prendere per esempio, $t_o = RC$ e l'ampiezza della tensione di uscita sarà 0,623 e_e.

Se $C = 1\ \mu F$ e $RC = T_o = T/2 = 0,01$ s si avrà

$$R = \frac{0,01}{10^{-6}} = 1.000.000/100 = 10.000\ \Omega$$

risultato che ci si poteva aspettare in quanto nell'esempio precedente si era trovato 2000 Ω con $t_o = 5$ RC, dunque se $t_o =$ = RC, R sarà cinque volte superiore ossia 10.000 Ω.

L'effetto del circuito integratore è dunque molto pronunciato.

Montaggio sperimentale dimostrativo

Realizziamo il montaggio rappresentato in fig. 11 A. Esso si compone di un generatore G di tensione rettangolare, di un quadripolo Q realizzato secondo gli schemi B e C della stessa figura e di un oscilloscopio di buona qualità.

Il generatore fornisce le tensioni rettangolari di frequenza e ampiezza regolabili, per esempio si potrà scegliere la frequenza fra 20 e 10.000 Hz e l'ampiezza fra zero e 2 V.

L'oscilloscopio verrà montato e preparato come segue: le uscite 3 e 4 del quadripolo sono collegate all'ingresso dell'amplificatore di deviazione verticale dell'oscilloscopio.

La base dei tempi sarà sincronizzata dal segnale stesso (sincronismo interno) e la frequenza della base dei tempi sarà rego-

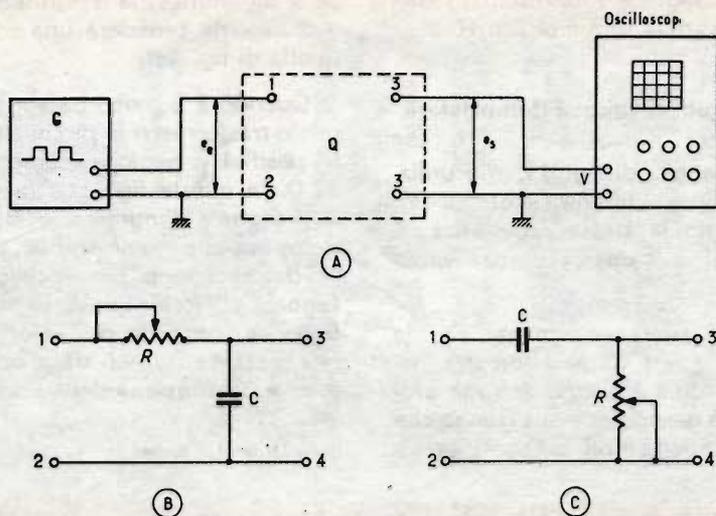



Fig. 11 - A) Realizzazione del montaggio dimostrativo; B) e C) due diversi sistemi di quadripolo.

lata in modo da fare apparire sullo schermo 4 o 5 periodi del segnale.

L'esperienza consiste nell'esaminare la forma del segnale di uscita quando si fa variare la costante di tempo RC modificando la resistenza R realizzata con un potenziometro da 10.000 Ω non a filo.

Realizziamo il montaggio con il circuito integratore rappresentato in fig. 11 B, con C = 1 μF a carta.

Regoliamo l'insieme come segue:

R regolato su un valore molto basso, quasi in corto-circuito. Applichiamo all'ingresso un segnale a 50 Hz ($T = 0{,}02$ s) e di ampiezza 1 V per esempio. Siccome R è bassa, non si avrà deformazione perchè RC è piccola in confronto a T_o, ciò che è lo stesso, $t_o = T/2$ sarà molto grande in confronto a RC, perchè molto più grande di 5 RC.

Il fronte di salita sarà molto rapido (e così pure quello di discesa) e si vedrà sull'oscilloscopio un segnale rettangolare. Regoliamo ora R su un valore di 2000 Ω circa, questo corrisponde, come abbiamo visto in un esempio precedente, a un fronte di salita quasi completo della durata $t_o = T/2$ del semiperiodo. Il segnale che apparirà sull'oscilloscopio avrà una forma come

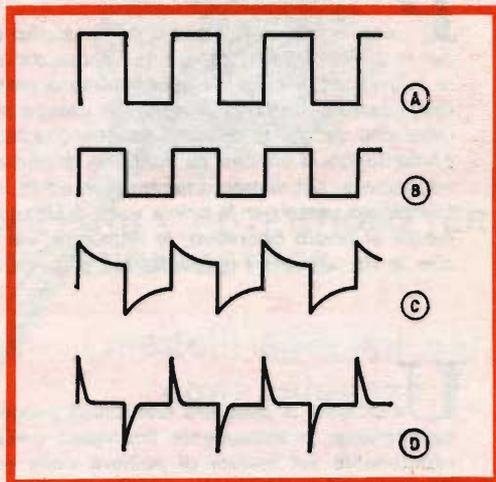



Fig. 12 - Differenti forme di segnali; A) segnale d'ingresso; B) segnale con deformazione impercettibile; C) segnale con deformazione pronunciata; D) segnale a picchi.

quella della fig. 6 B. Regoliamo ancora R a 10.000 Ω; il segnale rappresentato dall'oscilloscopio avrà la forma di fig. 10 B.

Esperienze su un circuito differenziatore

Con il montaggio di fig. 11, ma utilizzando il quadripolo differenziatore di fig. 11 C, realizziamo la stessa esperienza, C essendo di 1 μF e R una resistenza variabile di 10.000 Ω.

Si constaterà sperimentalmente che la tensione rettangolare sarà deformata nei tratti superiori come abbiamo detto in precedenza. Se R è grande non si avranno che deformazioni impercettibili e l'oscillogramma riprodurrà una tensione rettangolare. Se R diminuisce, la deformazione apparirà e il segnale prenderà una forma simile a quella di fig. 5 B.

Quando R è molto basso, si vedrà il segnale trasformarsi in picchi alternativamente positivi e negativi, come quelli di fig. 12 D. In questa figura, è rappresentato in A il segnale d'ingresso, in B il segnale di deformazione impercettibile, in C il segnale di deformazione pronunciato e in D un segnale a picchi, questi segnali corrispondono nell'ordine a dei valori di R sempre più bassi. La fig. 9 B dà allora il valore di $e_s = e_r$ in funzione dei valori di RC.

*

(Da « Le Haut - Parleur »)

Le trasmissioni di televisione a colori in Francia inizieranno in ottobre del corrente anno. Lo ha annunciato, davanti alla commissione degli affari culturali dell'Assemblea Nazionale il Segretario di Stato M. Yvon Bourges.
Per far fronte a questo finanziamento, l'Ente Francese Radio TV, ha concordato di portare i canoni radiofonici da 25 a 30 franchi, e quelli televisivi da 85 a 100 franchi.
Le spese per i programmi radiofonici sono preventivate in 275 milioni di franchi contro i 268 milioni del 1966, mentre le spese per i programmi televisivi saranno di 158 milioni di franchi, dei quali, 22,4 milioni saranno devoluti per i programmi della televisione a colori.

Presso l'Istituto Nazionale per lo studio e la cura dei tumori di Milano, è stata effettuata, per la prima volta in Italia, una ripresa dal vivo di un intervento chirurgico, con un impianto di televisione a colori. L'esperimento è pienamente riuscito a dimostrazione dell'utilità dell'applicazione della TV a colori in campo medico.
Oltre che dal punto di vista didattico, la televisione a colori può trovare utilissimo impiego permettendo la visione su schermo di immagini riprese da un microscopio collegato a una telecamera, nel campo endoscopico ed in molte altre importanti applicazioni mediche.
L'impianto usato per la prima volta a Milano, consta di una telecamera posta perpendicolarmente al tavolo operativo; le immagini, via cavo, vengono inviate a un proiettore televisivo che le riproduce su uno schermo di circa 3 per 4 metri.

Un sistema di pesatura elettronica progettato originariamente per uno stabilimento ittico galleggiante, è attualmente impiegato dalla Camera delle Miniere del Sud-Africa per un esperimento sui metodi di pulitura della roccia.
Gli esperimenti si conducono in una miniera presso Krugersdorp. Il sistema determina il peso della roccia portata da un trasportatore flessibile che viene adoperato estensivamente. All'interno del pannello di controllo del sistema di pesatura è anche installata un'apparecchiatura per misurare la velocità ed il consumo di energia del trasportatore flessibile.

2ª Parte - a cura di L. Cascianini

CORSO DI TELEVISIONE A COLORI

In questo articolo si descrivono le caratteristiche fondamentali di una sorgente di luce colorata: colore, saturazione e brillantezza. Si illustrano i principi fisici della teoria dei tre colori (tricromia) sulla quale è basata la televisione a colori. Secondo questa teoria basata sul meccanismo di percezione dei colori, bastano tre colori primari per riprodurre tutte le sfumature dei colori esistenti in natura. Si descrive anche il processo sottrattivo sul quale è basata la tecnica della pittura, la percezione dei colori degli oggetti solidi, la stampa e la cinematografia a colori.

RIASSUNTO DELLA 1ª PARTE

Esiste una stretta porzione nella grande famiglia delle onde elettromagnetiche che può essere « rivelata » dall'occhio umano e percepita nel centro ottico del cervello come luce bianca. Questa porzione di onde elettromagnetiche va da 380 nm a 780 nm [1 nanometro (nm) = 10^{-9} m, 1 micrometro (= μm) = 10^{-6} m]. Ciascuna lunghezza d'onda delle onde elettromagnetiche contenuta in questa banda produce nell'occhio una diversa impressione di colore. Avremo quindi:

(380...450) nm = blu-porpora (violetto)
(450...482) nm = blu
(482...487) nm = blu-verdastro
(487...492) nm = ciano (verde-blu)
(492...497) nm = verde-bluastro
(497...530) nm = verde
(530...560) nm = verde-giallastro
(560...570) nm = giallo-verde
(570...575) nm = giallo-verdastro
(575...580) nm = giallo
(580...585) nm = arancione-giallastro
(585...595) nm = arancione
(595...620) nm = arancione-rossastro
(620...780) nm = rosso

Il sistema più semplice per mettere in evidenza nella luce bianca del sole la presenza dei colori corrispondenti alle varie lunghezze d'onda, rimane ancora quello ideato da Newton, e cioè la diffrazione di un sottile raggio di luce bianca mediante un prisma di vetro.

Le varie lunghezze d'onda contenute nella luce bianca attraversando lo spessore di vetro del prisma subiscono, rispetto alla primitiva direzione del raggio di luce bianca, una deviazione proporzionale alla loro lunghezza d'onda. Le lunghezze d'onda più corte (violetto) deviano di più, quelle con lunghezza d'onda più lunga (rosso) deviano di

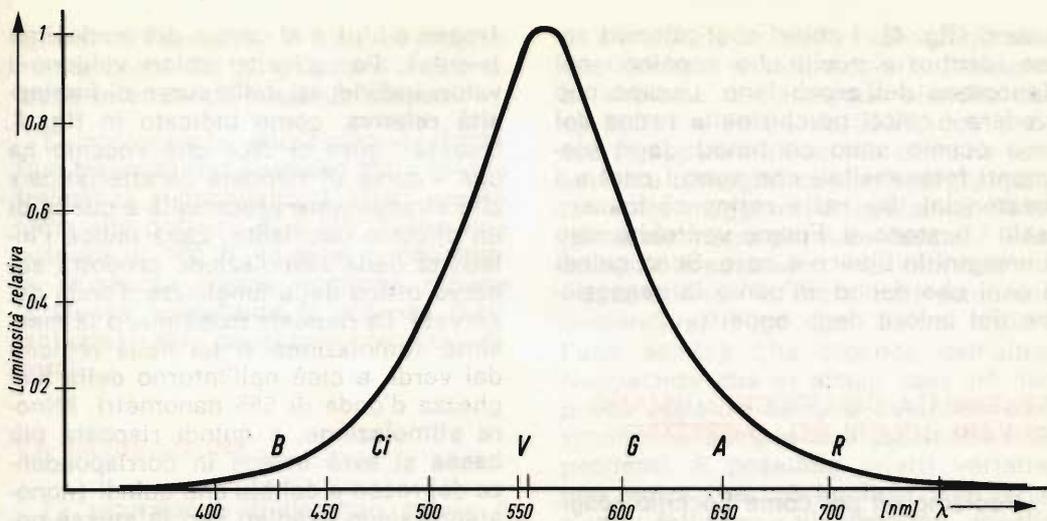
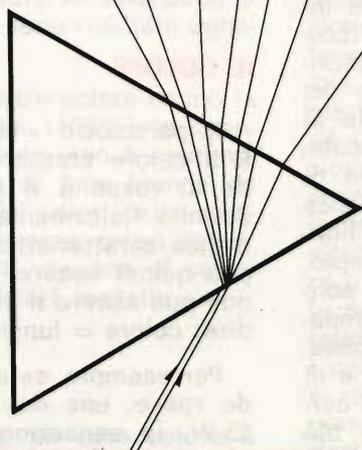



Fig. 4 - Curva di sensibilità dell'occhio umano. Nonostante che le varie lunghezze d'onda dello spettro solare pervengano sulla retina con uguale energia, l'occhio non le vede tutte ugualmente brillanti. La massima sensibilità esso la possiede per i colori al centro dello spettro (verde), la minima per i colori che si trovano all'estremità dello spettro (rosso e blu).

meno (**fig. 4**). I colori così ottenuti sono identici a quelli che appaiono nel fenomeno dell'arcobaleno. L'uomo può vedere i colori perchè nella retina del suo occhio sono contenuti degli elementi fotosensibili che sono i **coni** e i **bastoncini**. Se nella retina ci fossero solo i bastoncini, l'uomo vedrebbe solo immagini in bianco e nero. Sono quindi i coni che danno all'uomo la sensazione del colore degli oggetti.

SENSIBILITÀ DELL'OCCHIO UMANO AI VARI COLORI DELLO SPETTRO

Vediamo un po' come l'occhio reagisce ai vari colori dello spettro solare.

Supponiamo che i colori dello spettro (almeno quelli principali) siano prodotti da lampade aventi tutte la stessa potenza (supponiamo, tutte da 100 W). Accanto a queste lampade colorate metteremo una lampada bianca, anch'essa da 100 W. Ciò significa che la lunghezza d'onda di ciascun colore colpirà la retina con la **stessa quantità** di energia. Se la retina si comportasse come il catodo di una cellula fotoelettrica, **l'impressione luminosa** che ciascun colore dello spettro produrrebbe nel centro ottico del cervello sarebbe uguale per tutti i colori. La retina invece non si comporta come una fotocellula. Essa effettua una certa discriminazione delle energie luminose dei vari colori nella loro trasmissione al centro ottico del cervello. In particolare, se ci riferiamo all'impressione di luminosità data dalla lampada bianca (luminosità relativa = 1) allora, l'impressione di luminosità, per esempio, fornita dalla lampada verde sarà solo il 59% di quella prodotta dalla lampada bianca; quella della lampada rossa, sarà il 30%, ed infine l'impressione di luminosità che il centro ottico del cervello percepisce per la lampada blu sarà addirittura solo l'11% dell'impressione di luminosità data dalla lampada bianca. Abbiamo scelto i colori principali dello spettro, e cioè quelli che si trovano rispettivamente agli estremi (rosso e blu) e al centro del medesimo (verde). Per gli altri colori valgono i valori individuati dalla curva di **luminosità relativa**, come indicato in **fig. 4**. Questa figura ci dice che l'occhio ha una « curva di risposta caratteristica » che stranamente assomiglia a quella di un circuito oscillante. Essa indica l'intensità della stimolazione prodotta sul nervo ottico dalla lunghezza d'onda osservata. La risposta massima, o la massima stimolazione si ha nella regione dei verdi, e cioè nell'intorno della lunghezza d'onda di 555 nanometri. Minore stimolazione, e quindi risposta più bassa si avrà invece in corrispondenza del rosso e del blu che quindi (nonostante siano irradiati con la stessa potenza) appariranno meno brillanti del verde.

PROPRIETÀ CARATTERISTICHE DI UN DATO COLORE: COLORE, SATURAZIONE, BRILLANTEZZA

Qualsiasi impressione di colore può essere individuata mediante tre caratteristici parametri. Tali parametri sono il **colore vero e proprio, la saturazione del colore**, e **la brillantezza** complessiva di quel dato colore.

IL COLORE

Il parametro « colore » è intuitivo. È il colore stesso! il verde è il verde, il rosso è il rosso ecc. Esso è definito fisicamente da una lunghezza d'onda caratteristica (λ). Il rosso non può quindi essere il verde e il verde non può essere il blu. Possiamo quindi dire: colore = lunghezza d'onda (λ).

Per esempio, se abbiamo due lampade rosse, una da 100 W e l'altra da 25 W, la sensazione del colore sarà identica anche se quella da 100 W irradierà un'energia quattro volte superiore a quella da 25 W. Ciò che si vuol dire con questo esempio è che, nonostante che l'occhio percepisca due dif-

ferenti brillantezze, il colore propriamente detto (la lunghezza d'onda) **rimane in entrambi i casi lo stesso**.

È interessante quest'altra analogia. Due trasmettitori lavorano sulla stessa frequenza supponiamo, 1 MHz; uno irradia una potenza di 1 kW, l'altro una potenza di 100 W. In questo esempio, la lunghezza d'onda (colore) rimane la stessa nonostante la potenza (brillantezza) sia considerevolmente diversa.

LA SATURAZIONE

La saturazione di un dato colore è quella caratteristica che indica quanta **luce bianca** si trova mescolata in quel dato colore. Per comprendere la differenza tra questo parametro e quello del colore vero e proprio, si tenga presente questo esperimento. Se in un bicchiere contenente inchiostro rosso (colore) si comincia a versare acqua (bianco), la miscela diventerà via via sempre meno rossa, passando per i colori rosa, rosa-pallido, ecc. Durante tutto questo processo, il colore (lunghezza d'onda) rimane sempre lo stesso mentre è la saturazione che cambia passando dal 100% prima che l'acqua cominciasse ad essere versata, al 50% quando le quantità sono risultate uguali, e così via...

I colori dello spettro solare hanno la massima saturazione (100%) in quanto in essi, ovviamente, non è contenuta nessuna traccia di luce bianca. In natura, all'infuori dei colori dello spettro, raramente si trovano colori saturi. I colori poco saturi, vengono di solito chiamati anche « colori pastello ».

LA BRILLANTEZZA

La brillantezza di un dato colore è quella caratteristica che indica la quantità di energia (o luce come comunemente si dice) che proviene da una data scena o da una data sorgente di luce colorata. Anche questo parametro si differenzia in modo netto dagli altri due (colore e saturazione). Esempio: se abbiamo due lampade bianche una da 200 W e l'altra da 50 W, quella da 200 W apparirà all'occhio con una brillantezza o meglio con un'energia quattro volte maggiore di quella da 50 W. Un esposimetro potrà confermare il fenomeno. I parametri « brillantezza » e « saturazione » in molti casi sembrano confondersi l'uno con l'altro oppure l'uno sembra che dipenda dall'altro. Nonostante che in alcuni casi ciò non possa apparire sempre evidente, essi rimangono sempre due parametri indipendenti. È possibile infatti variarne uno senza che ciò implichi una variazione dell'altro. Illustreremo meglio questo concetto facendo riferimento ad uno strumento molto noto ai tecnici: l'oscilloscopio.

La traccia che appare sullo schermo è verde. L'intensità luminosa di questa traccia può essere « spenta » oppure può raggiungere la massima brillantezza mediante regolazione di una apposita manopola (luminosità). Un osservatore superficiale potrebbe credere che il verde **intenso** che egli vede in corrispondenza di bassi valori di brillantezza sia diverso da quello che appare quando questa regolazione è al massimo. Sembra cioè che **la saturazione di questo verde** tenda ad aumentare man mano che si diminuisce la sua brillantezza. In realtà, durante queste variazioni di brillantezza, non varia né il colore (verde) né la sua saturazione dato che queste caratteristiche sono determinate esclusivamente dalle proprietà chimiche del fosforo depositato sullo schermo e non dal maggiore o minore numero di elettroni che si fa pervenire sullo schermo quando si regola la manopola della luminosità. L'unica cosa che cambia quindi quando si regola la suddetta manopola è il parametro **brillantezza.** «L'apparente» variazione della saturazione è dovuta alla differente risposta che l'occhio ha per il colore quando i livelli di brillantezza sono bassi.

Nell'esempio citato si verifica una

variazione del livello di brillantezza pur restando invariato il valore della saturazione e del colore. Può darsi anche il caso contrario, e cioè una variazione della saturazione di un dato colore senza che ciò implichi una variazione di brillantezza.

Per concludere illustreremo i concetti di colore, saturazione e brillantezza con una convincente analogia presa dalle onde elettromagnetiche della radio.

Ogni colore può considerarsi un'onda-radio irradiata nello spazio. Il **colore** vero e proprio, definito dalla lunghezza d'onda corrisponde alla lunghezza d'onda dell'onda radio irradiata. **La saturazione** che stabilisce la purezza di un dato colore corrisponde al rapporto segnale/disturbo che, com'è noto, stabilisce la purezza dell'onda irradiata. **La brillantezza** che stabilisce la quantità di luminosità (energia) di un dato colore può essere associata all'ampiezza della onda-radio. L'ampiezza di un'onda, com'è noto, è direttamente proporzionale all'energia irradiata.

LA TEORIA DEI TRE COLORI PRIMARI (TRICROMIA)

Abbiamo fino a questo momento analizzato e studiato le proprietà dello spettro della luce solare partendo nella nostra analisi da un raggio di luce bianca. La domanda che si pone a questo punto è la seguente: **È possibile riprodurre artificialmente tutti i colori contenuti nello spettro solare?** La risposta è affermativa e si basa su un interessante comportamente del nostro occhio. Il fenomeno è il seguente. Se un punto del fondo della retina viene colpito contemporaneamente da più colori monocromatici (ciascuno, cioè, formato da una sola lunghezza d'onda), l'impressione del colore percepita nel centro ottico del cervello, in generale, è diversa da quella dei colori monocromatici che hanno colpito quel determinato punto della retina. L'esempio più semplice è quello già illustrato in **fig. 2**: e cioè se facciamo convergere mediante un prisma o una lente tutti i colori dello spettro del sole in un unico punto di uno schermo bianco, (corrispondente all'unico punto della retina) nel centro ottico del cervello avremo la percezione di un nuovo colore,

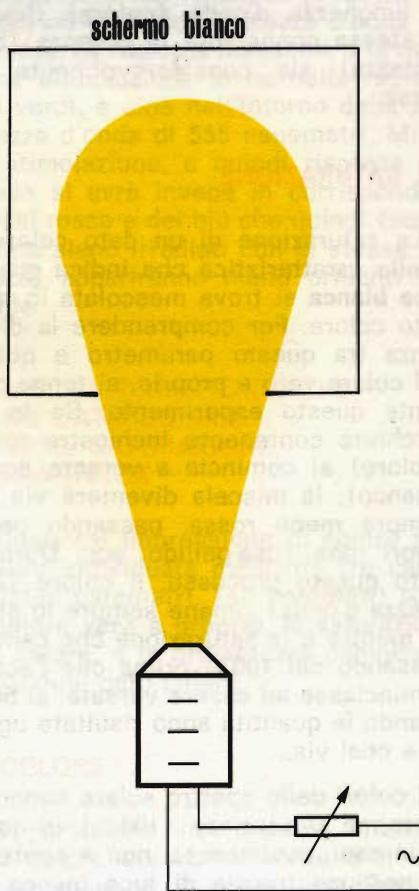
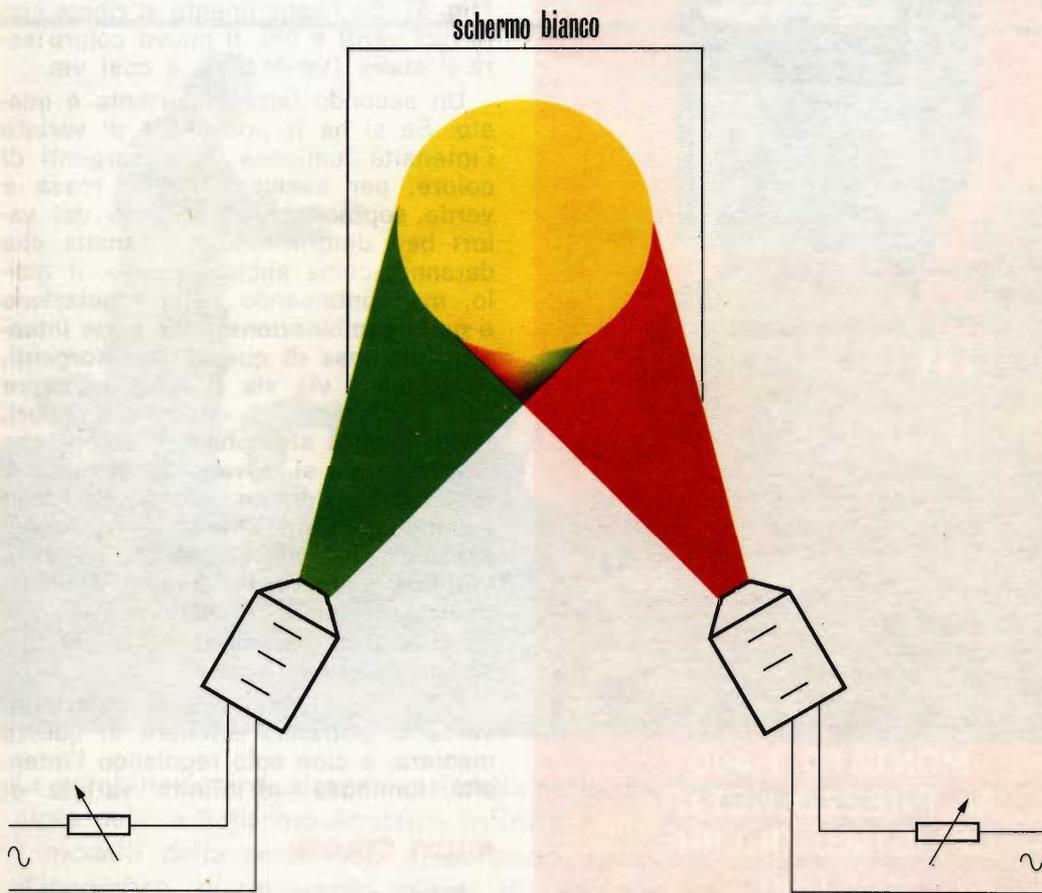



Fig. 5 - A sinistra una sorgente di luce gialla ($\lambda = 580$ nm) viene proiettata su uno schermo bianco. L'occhio vede quel punto colorato di giallo. A destra, due

e cioè del colore bianco e non dei singoli colori dello spettro. È su questo « strano » comportamento dell'occhio che è basata la teoria tricromica e quindi la televisione a colori:

Le attuali conoscenze scientifiche

non sanno spiegare perché se due o più differenti lunghezze d'onda (colori diversi) colpiscono **contemporaneamente una stessa zona della retina**, al centro ottico del cervello venga trasmesso un impulso tale che ci fa « vedere » **un nuovo colore**. Viene da pensare che l'occhio, in questo caso non riesca a selezionare contemporaneamente questi due colori. Un fatto pressoché analogo succede all'orecchio il quale non riesce ad individuare e a selezionare le singole note di un accordo complesso di un pianoforte o di un organo.

sorgenti di luce rispettivamente rossa e verde vengono proiettate su uno stesso punto dello schermo bianco. Regolando opportunamente le intensità luminose di queste due sorgenti si riesce a fare in modo che anche in questo caso l'occhio veda quel punto colorato di giallo.

Il processo mediante il quale partendo da due o tre sorgenti di luce di diverso colore (differente lunghezza d'onda) si ottiene l'impressione di un colore diverso da quella delle sorgenti da cui si era partiti è un **processo additivo** sul quale è basata la riproduzione artificiale dei colori. Lo illustriamo con un esempio. Se proiettiamo su uno schermo bianco la luce proveniente da una sorgente di colore giallo, (580... 600 nm) l'occhio vedrà quel punto dello schermo colorato di giallo, ciò è evidente. Se su uno schermo accanto

si proietta la luce proveniente da una sorgente di colore verde e se questa immagine verde « ricopre » l'immagine proveniente da una sorgente di luce rossa, anche in questo caso il punto dello schermo dove vengono concentrate le due suddette sorgenti di luce apparirà all'occhio colorato di giallo **(fig. 5)**. Se l'esperimento si ripete con le luci verdi e blu, il nuovo colore sarà il **ciano** (verde-blu), e così via.

Un secondo fatto importante è questo. Se si ha la possibilità di variare l'intensità luminosa delle sorgenti di colore, per esempio, quella rossa e verde sopracitate, ci saranno dei valori ben determinati di intensità che daranno, come abbiamo visto, il giallo, **ma continuando nella regolazione e nella combinazione delle varie intensità luminose di queste due sorgenti, si potranno via via riuscire ad avere solo disponendo di questi due colori, tutte le altre sfumature di colore che nello spettro si trovano tra il rosso e il verde**. Vedremo quindi il rosso (quando l'intensità della sorgente del verde è zero) poi, via via che aumenta l'intensità del verde, avremo il rosso-arancio, il giallo, il giallo-verdastro e il verde (nel caso la sorgente del rosso abbia intensità zero).

Partendo da sorgenti di colore diverso si potranno ottenere in questa maniera, e cioè solo regolando l'intensità luminosa, un'infinita varietà di

NUOVI COLORI!

È interessante notare come dosando opportunamente l'intensità luminosa anche di due soli colori monocromatici è possibile ottenere l'impressione del **colore del bianco** **(fig. 6)**. Quindi con il processo additivo è possibile ottenere il bianco anche da due soli colori e le combinazioni di intensità delle due sorgenti di colore che consentono di ottenere questo risultato, sono infinite. I colori che opportunamente regolati in intensità danno nel centro visivo del cervello l'impressione del bianco, si chiamano **colori complementari**.

Un esempio interessante di mescolazione di due sorgenti di diverso colore che produce l'impressione del bianco è offerto dallo schermo di un normale cinescopio in bianco e nero. Se si osserva la trama bianca con una lente di ingrandimento si vedranno tanti piccoli punti luminosi, **di colore giallo e blu**.

Sappiamo che il giallo e il blu sono colori complementari e che quindi danno l'impressione del bianco. Infatti, a normale distanza di osservazione, l'occhio non riesce a distinguere le minu-

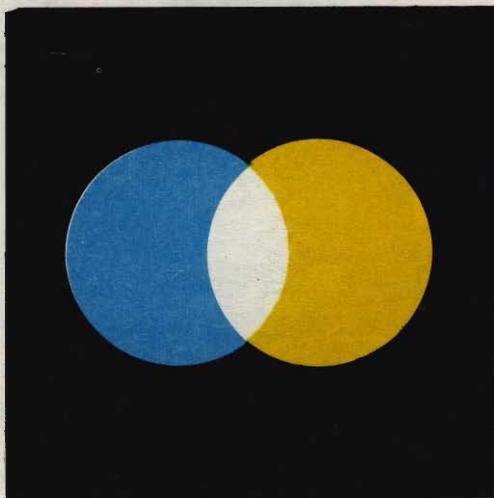
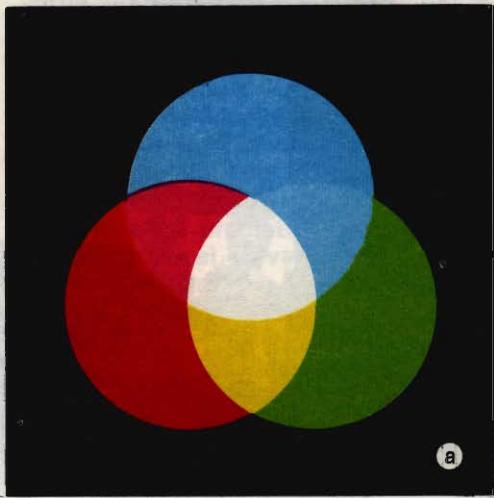



Fig. 6 - Concentrando su un unico punto una luce blu (λ = 450...482 nm) ed una luce gialla (λ = 575...580 nm), esiste un dato valore delle intensità luminose di queste sorgenti per cui questo stesso punto appare all'occhio di colore bianco. Esistono infinite combinazioni di intensità luminosa di queste due sorgenti capaci di dare all'occhio la sensazione del bianco. Queste coppie di colori vengono chiamate **colori complementari**.

scole sorgenti colorate rappresentate dai punti di fosforo blu e giallo. Sulla retina, i punti luminosi gialli e blu coincideranno e il centro ottico del cervello vedrà bianco, come effettivamente accade.

Per la riproduzione di tutte le sfumature di colore dello spettro solare sono stati scelti **tre** soli colori contenuti nello spettro medesimo. Due di essi si trovano all'estremità dello spettro e sono il **blu** e il **rosso**, il terzo è stato preso nella porzione centrale dello spettro, ed è il **verde**.

Disponendo quindi di queste tre sole sorgenti di luce colorata, rispettivamente rossa, verde e blu è possibile, mediante opportuna regolazione delle loro intensità luminose riprodurre tutti i colori contenuti nello spettro solare, compreso il bianco. Naturalmente, le lunghezze d'onda dei tre colori primari scelti sono state ben definite e più

avanti ne segnaleremo i valori esatti **(fig. 7)**.

Per quanto detto sopra quindi proiettando su un unico punto dello schermo una luce rossa ed una luce verde e regolando opportunamente le intensità luminose di queste due sorgenti, l'occhio potrà vedere quel punto assumere tutti i colori che nello spettro si trovano tra il rosso e il verde. Alla stessa maniera mantenendo inalterata la sorgente di luce verde e mettendo al posto della luce rossa, una sorgente di luce blu ed anche in questo caso regolando l'intensità luminosa di entrambi le sorgenti, l'occhio potrà vedere quello stesso punto dello schermo assumere via via che si variano le intensità luminose, tutti i colori che nello spet-

tro solare si trovano tra il verde e il blu.

Ci rimane l'ultima combinazione, e cioè mettere al posto del proiettore della luce verde un proiettore di luce rossa. Abbiamo ora due sorgenti luminose, una rossa ed una blu. Questi colori, come sappiamo si trovano agli estremi dello spettro. Applicando il metodo precedente, sarebbe logico aspettarsi che mediante variazione delle intensità luminose di questi due colori, si potessero ottenere tutti i colori che nello spettro naturale del sole si trovano tra questi due colori estremi. In una parola, dovremmo poter riprodurre tutti i colori dello spettro. Con grande nostra meraviglia ci accorgeremo che la mescolazione additiva di questi due colori e la relativa variazione di luminosità non dà affatto i colori dello spettro ma **un nuovo colore**, o meglio sfumature di colori chiamati porpora o magenta. Questi colori non sono contenuti nello spettro solare e quindi non è possibile assegnare a loro una determinata lunghezza d'onda. È questa la vera sorpresa della tricromia! (**fig. 7**).

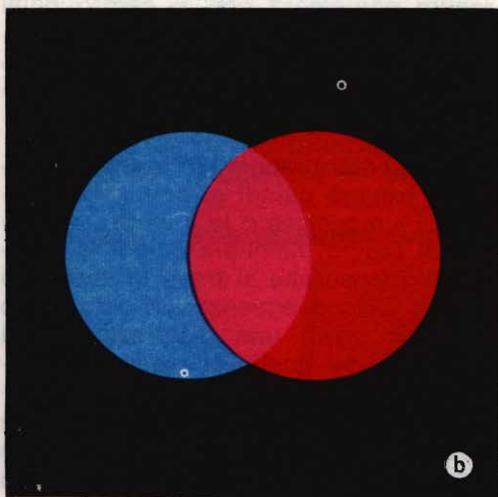
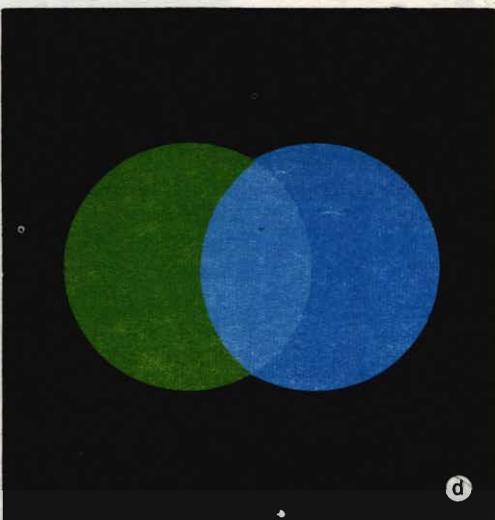



Fig. 7 - Tre sole sorgenti di luce colorata rispettivamente rossa ($\lambda = 700$ nm) verde ($\lambda = 546{,}1$ nm) e blu ($\lambda = 435{,}8$ nm) sommate additivamente, e opportunamente regolate nelle loro intensità luminose, permettono di riprodurre tutti i colori dello spettro solare, e anche quelli non compresi nello spettro solare come i colori porpora e bianco (a). Per una determinata regolazione dell'intensità luminosa del rosso e del blu si ha il magenta (b). Analogamente rosso + verde dà il giallo (c). Infine verde + blu dà il ciano (d). Il giallo è complementare del blu, il ciano è complementare del rosso e il porpora o magenta è complementare del verde.

UNA SEMPLICE RAPPRESENTAZIONE GRAFICA DELLA TEORIA DEI TRE COLORI

Tutti gli esperimenti che abbiamo fatto con le tre sorgenti di colore primario, rispettivamente verde, rosso e blu, possono essere convenientemente illustrati per via grafica (**fig. 8**).

Essendo i colori primari scelti in numero di tre, ricorreremo ad una figura geometrica con tre angoli, e cioè ad un triangolo equilatero. Immagineremo che su ognuno dei tre vertici venga posta una delle tre sorgenti di colore primario. Ai vertici del triangolo avremo quindi i colori rosso, verde e blu. I colori risultanti dalla mescolazione additiva dei due colori che si trovano agli estremi di ciascun lato, sono riportati sul tratto di arco compreso tra i due vertici del triangolo. Per esempio, tutti i colori che si ottengono regolando l'intensità luminosa delle sorgenti verde e rossa figurano con tutte le loro sfumature lungo l'arco che sottende questo lato. Così dicasi per i colori ottenuti per mescolazione del verde e del blu e dei colori ottenuti per mescolazione del blu e del rosso.

Questo **cerchio del colore** oltre i colori dello spettro solare conterrà anche i colori ottenuti applicando le regole della tricromia (per es. il colore porpora). Facciamo un passo avanti. Possiamo immaginare di dare a questo cerchio del colore un raggio e possiamo inoltre immaginare che questo raggio ruoti intorno alla circonferenza « toccando » via via tutti i colori che abbiamo riprodotto artificialmente col sistema innanzidetto. Assegnata una certa velocità di rotazione al raggio avremo automaticamente anche un mezzo per individuare, in qualsiasi momento la sua posizione su qualsiasi punto del cerchio del colore. Questo mezzo è l'angolo di rotazione (α).

Ogni singolo colore potrà quindi essere individuato in termini di gradi angolari arrestando in un dato istante il moto del raggio e computando l'angolo che il raggio avrà percorso dal punto di partenza. Nella fig. 8 quest'angolo è indicato con la lettera α. La rappresentazione dei risultati della mescolazione additiva dei tre colori primari mediante il cerchio del colore ci sarà molto utile quando tratteremo la trasmissione dei colori mediante onde-radio.

Il nostro cerchio del colore ci può rappresentare anche l'altra caratteristica di un dato colore, e cioè la **saturazione**. Se immaginiamo infatti di accorciare il raggio, anche la circonferenza diminuirà proporzionalmente fino al punto di scomparire del tutto quando il raggio coinciderà con il centro della circonferenza stessa. In queste condizioni, il colore e la saturazione scompaiono e rimarrà quindi solo la brillantezza (bianco e nero dell'oggetto).

Nella nostra rappresentazione il bianco si troverà quindi al centro del cerchio. La maggiore o la minore lunghezza del raggio indicherà quindi la quantità di bianco che si trova in quel dato colore. Di conseguenza, un dato punto colorato avrà una saturazione del 100% (come quella posseduta dai colori dello spettro solare) quando si troverà sull'estremità del raggio che « tocca » la circonferenza, e assumerà una saturazione via via decrescente man mano che questo punto si avvicinerà al centro (bianco).

Il cerchio del colore pertanto può considerarsi una rappresentazione molto sintetica ed efficace sia della teoria della tricromia sia delle caratteristiche di una data sorgente luminosa (colore e saturazione).

Una rappresentazione più completa delle caratteristiche di una data sorgente colorata che metta cioè in evidenza tutte e tre le proprietà caratteristiche di un dato punto colorato, e cioè oltre al colore e alla saturazione anche la brillantezza, è offerta dal cosidetto cilindro del colore (**fig. 9**). In questo caso il cerchio del colore coincide con la circonferenza di base del cilindro. Ad ogni valore dell'angolo di rotazione corrisponderà un determina-

to colore mentre la maggiore o minore lunghezza di raggio indicherà la maggiore o minore saturazione del punto colorato. La terza caratteristica, la brillantezza potrà essere rappresentata dalle varie posizioni che la superficie di base potrebbe assumere immaginando che questa potesse muoversi in alto o in basso parallelamente alle due aree di base.

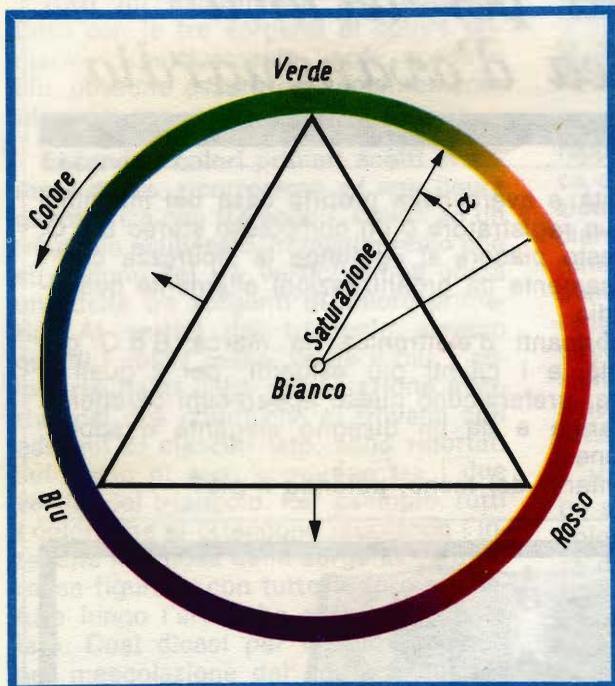



Fig. 8 - Il cerchio del colore è una interessante rappresentazione grafica della teoria dei tre colori. Con questa rappresentazione ogni **colore** può essere individuato mediante un angolo (α) che il raggio forma rispetto ad un dato punto di riferimento. La saturazione di questo dato colore può essere, a sua volta, convenientemente indicata dalla maggiore o minore lunghezza del raggio stesso.

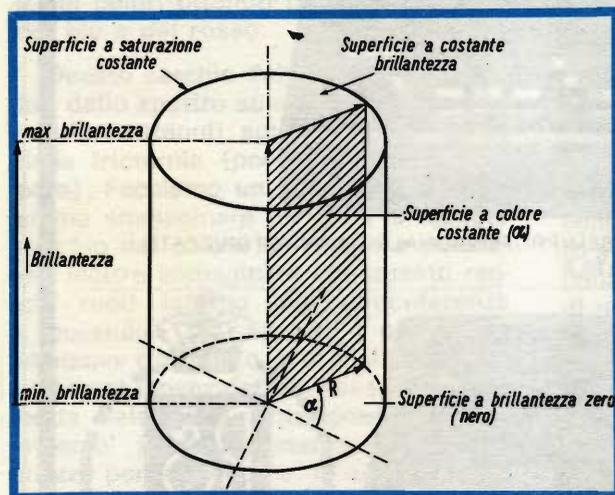



Fig. 9 - Le tre caratteristiche di un dato punto luminoso colorato possono essere convenientemente illustrate con il cosidetto **cilindro del colore**. Il **colore** è l'angolo α, la **saturazione** è data dalla lunghezza del raggio, la **brillantezza** è la maggiore o minore distanza che una sezione del cilindro assume rispetto alla superfice di base. Alla base inferiore si avrà brillantezza zero, e quindi assenza di colore (nero), alla base superiore avremo la massima brillantezza che può assumere un punto di colore α avente un grado di saturazione r.

LA REGOLA DELLA BILANCIA

Con riferimento al cerchio del colore abbiamo detto che mescolando additivamente i due colori che si trovano agli estremi di un lato del triangolo inscritto è possibile mediante variazione delle loro intensità luminose ottenere tutti i colori che nello spettro solare si trovano tra questi due colori primari.

Consideriamo la **fig. 10**. Se immaginiamo che il lato del triangolo avente ai vertici i colori blu e verde corrisponda all'asta di una bilancia i cui pesi posti all'estremità corrispondono in valore alle percentuali di intensità luminosa dei colori in questione, il colore risultante sarà individuato lungo l'asta da quel punto che consente alla·bilancia di rimanere in equilibrio.

Fig. 10 - La regola della bilancia. Noti i valori di intensità luminosa delle due sorgenti di colore poste all'estremità di un lato del triangolo del colore, il colore risultante corrisponderà al punto del lato che consente alla bilancia di rimanere in equilibrio. I pesi in questo caso corrispondono ai valori di intensità delle due sorgenti luminose.

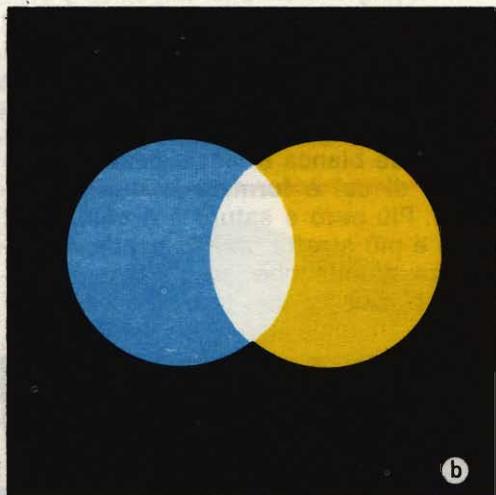
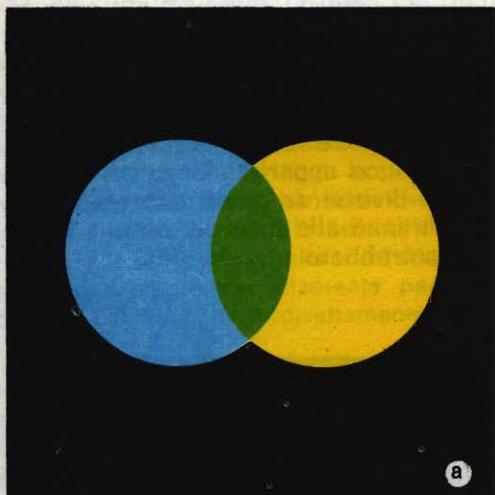



Fig. 11 - Un esempio che dimostra la differenza fondamentale tra la tecnica di formazione dei colori usata dalla stampa e dalla fotografia a colori e quella usata in televisione (a). La mescolazione di un pigmento blu con un pigmento giallo dà il **verde**. Gli stessi colori forniti da sorgenti luminose daranno invece il **bianco** (b).

PROCESSO SOTTRATTIVO

La maggior parte dei colori degli oggetti che ci circondano non sono ottenuti con il processo di mescolazione additiva prima descritto. Per quale motivo quindi le ciliege mature ci appaiono rosse e non blu? Semplicemente, perché i pigmenti colorati contenuti nella « buccia » delle ciliege assorbono, se illuminati dalla luce del sole, tutti i colori dello spettro ad eccezione del rosso che viene riflesso e che può quindi impressionare la retina del nostro occhio dandoci la sensazione di vederle colorate di rosso. Questo processo si chiama **sottrattivo** per il fatto che alla luce del sole nella quale sono contenuti tutti i colori dello spettro viene **sottratta** una determinata gamma di colori che viene assorbita dai pigmenti che si trovano sulla superficie degli oggetti. Questo fenomeno viene sfruttato dalla stampa a colori mentre per la televisione a colori viene usato il processo additivo già menzionato.

Il fenomeno sottrattivo trova una pratica applicazione nell'impiego dei filtri colorati impiegati per separare e mettere in evidenza un determinato colore contenuto nella luce bianca del sole o in qualsiasi altra sorgente artificiale di luce. Anche in questo caso, il filtro assorbe tutti i colori contenuti nella luce bianca e lascia passare solo quello di cui è formata la sua colorazione. Più puro e saturo è il colore del filtro e più stretta sarà la banda di lunghezze d'onda che esso lascerà passare. L'analogia con la banda passante di un circuito accordato a Q elevato è evidente. Nel caso ideale, un filtro dovrebbe lasciare passare solo un determinato valore di lunghezza d'onda dello spettro solare. Quando ciò si verifica si ottiene un colore saturo al 100% (come sono appunto quelli dello spettro).

A conclusione di queste semplici considerazioni del processo sottrattivo possiamo dire che il colore di un determinato oggetto viene definito dalla natura della sorgente di luce che lo illumina. Un corpo rosso alla luce del sole ci apparirà nero se illuminato da una luce monocromatica blu. Ciò si verifica perché quel corpo rosso quando era illuminato dalla luce del sole assorbiva tutti i colori e quindi anche il blu ad eccezione del rosso. Questo stesso corpo illuminato dalla luce blu l'assorbirà e siccome all'occhio non perverrà nessun colore tale corpo ci apparirà nero.

Quanto detto sopra ci spiega perché le brave donne di casa quando vanno a comperare i vestiti, specialmente se riccamente colorati, li vanno a vedere fuori del negozio, alla luce del sole. La luce bianca e fredda delle lampade fluorescenti usate in molti negozi possiede uno spettro di colori leggermente diverso da quello della luce solare. I colori delle stoffe osservati sotto questa luce appariranno quindi leggermente diversi da quelli che realmente appariranno alla luce del sole, e allora non potrebbero piacere più.

(Continua)

METRONOMO ELETTRONICO

Riportiamo il progetto di un metronomo elettronico equipaggiato con transistori, che pensiamo possa interessare ai nostri lettori, per la sua semplicità di montaggio e per il ridotto numero di componenti.

Anche se può sembrare strano, il metronomo non ha subito nessun cambiamento sostanziale, nell'ultimo mezzo secolo. Nella sua forma convenzionale, esso è tuttora uno strumento delicato e abbastanza costoso. Il principio del doppio pendolo sul quale esso si basa è valido e attendibile, ma ha anche degli svantaggi: la poca maneggevolezza, la forma piramidale che esso impone allo strumento, il fastidio di dover ricaricare la molla ogni volta e il fatto che esso deve essere perfettamente perpendicolare per funzionare correttamente.

Il metronomo elettronico qui descritto non ha nessuno di questi svantaggi. Esso è di lineamenti irregolari e può essere alloggiato in un piccolo contenitore che può facilmente essere spostato. La gamma del modello sperimentale descritto va da 30 a 360 battiti al minuto e può essere facilmente estesa secondo le necessità. Anche meglio di un metronomo a battito, ogni secondo, terzo, quarto, quinto, sesto, settimo e ottavo battito può essere distintamente messo in evidenza da un forte scatto. In aggiunta esso può funzionare con un auricolare o cuffia per istruzione di gruppo. La alimentazione richiesta è così bassa che due batterie a secco da 9 V durano parecchio tempo. La costruzione è semplice e i pochi componenti che esso contiene hanno una durata pressochè illimitata.

Fig. 1 - Prototipo del metronomo elettronico.

Riassumendo, il metronomo elettronico che ora descriveremo (fig. 1) ha i seguenti vantaggi rispetto al suo corrispondente meccanico:

— la sua forma non è dettata da un particolare meccanismo interno; l'involucro può perciò essere progettato secondo come lo si giudica più conveniente e secondo la forma voluta.

— Può funzionare ugualmente bene in qualsiasi posizione e non è necessario tenerlo in posizione eretta.

— Non contiene nessuna molla o parte delicata.

— La gamma può essere scelta secondo le richieste; gli intervalli e i battiti si possono facilmente regolare per mezzo di controlli calibrati.

— I battiti sono più pronunciati e più conformi ai ritmi musicali di quelli di un metronomo meccanico.

— Può essere anche usato con un auricolare o cuffia e con un altoparlante interno.

— Il segnale di uscita può pilotare un amplificatore di bassa frequenza.

Il campo di applicazioni è così esteso all'istruzione di intere classi in grandi camere, per esempio per lezioni di danza o ginnastica ritmica, o per esercizi all'aria aperta.

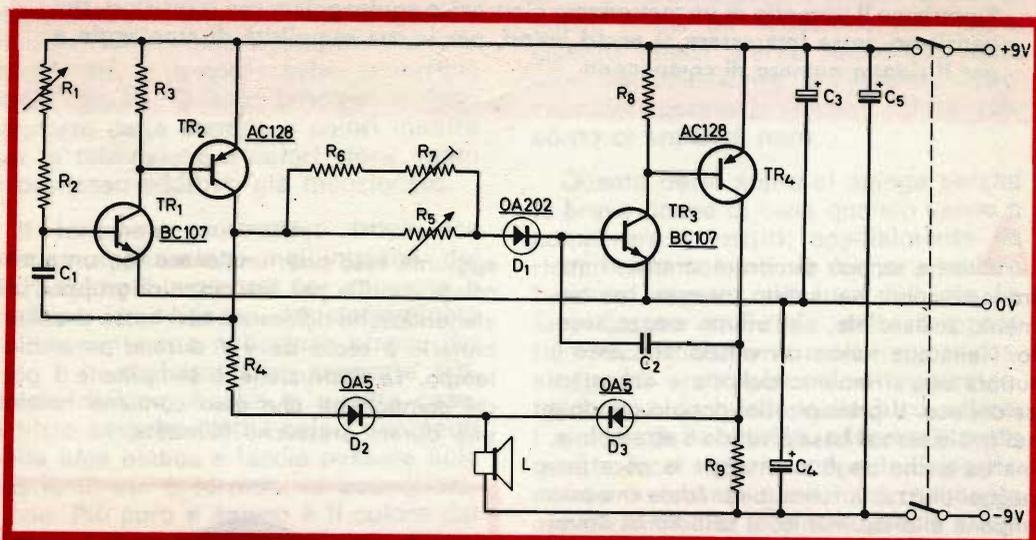



Fig. 2 - Schema elettrico del metronomo elettronico.

COMPONENTI

Resistenze

R_1 = 1 MΩ, lineare
R_2 = 0,1 MΩ
R_3 = 270 Ω
R_4 = 33 Ω
R_5 = 5 kΩ, lineare
R_6 = 2,2 kΩ
R_7 = 10 kΩ
R_8 = 270 Ω
R_9 = 33 Ω

Condensatori

C_1 = 2,2 μF, 125 V, poliestere
C_2 = 4,7 μF, 125 V, poliestere
C_3 = 200 μF, 10 V
C_4 = 200 μF, 10 V
C_5 = 640 μF, 25 V
L = altoparlante da 8 Ω (Philips AD 341652)

Descrizione del circuito

Lo schema elettrico del metronomo è riportato in fig. 2. Lo strumento contiene due oscillatori simili a rilascio, ognuno di essi è equipaggiato con un transistor N-P-N e un P-N-P (TR_1, TR_2 e TR_3, TR_4 rispettivamente). Il primo oscillatore comanda il secondo che funziona da demoltiplicatore d'impulsi per accentuare i battiti.

La base del transistor TR_1 è collegata ad un circuito RC nel quale il condensatore C_1 è gradualmente caricato attraverso il resistore R_1 e R_2 con un tasso determinato dalla messa in funzione di R_1. Appena il potenziale all'elettrodo superiore del condensatore C_1 ha raggiunto un valore tale che la base del transistor TR_1 è diventato di 0,2 V positivo rispetto al suo emettitore (potenziale zero), questo transistor comincia a condurre. Scegliendo una tensione di alimentazione che è grande in confronto con questo inizio, questo punto è ben definito.

Una volta che il transistor TR_1 inizia a condurre, un impulso di corrente amplificato è prodotto nel suo circuito di collettore e anche il transistor TR_2 diventa conduttore. La tensione che aumenta rapidamente al suo collettore è inviata alla base del transistor TR_1 attraverso il condensatore C_1, così che entrambi i transistor sono bruscamente interdetti. La tensione di collettore di TR_2 aumenta così fino a + 9 V. Questo causa un impulso di poche centinaia di milliampere che fluisce attraverso la resistenza R_4 e l'altoparlante, producendo un forte scatto.

La corrente di base del transistor TR_1 sca-

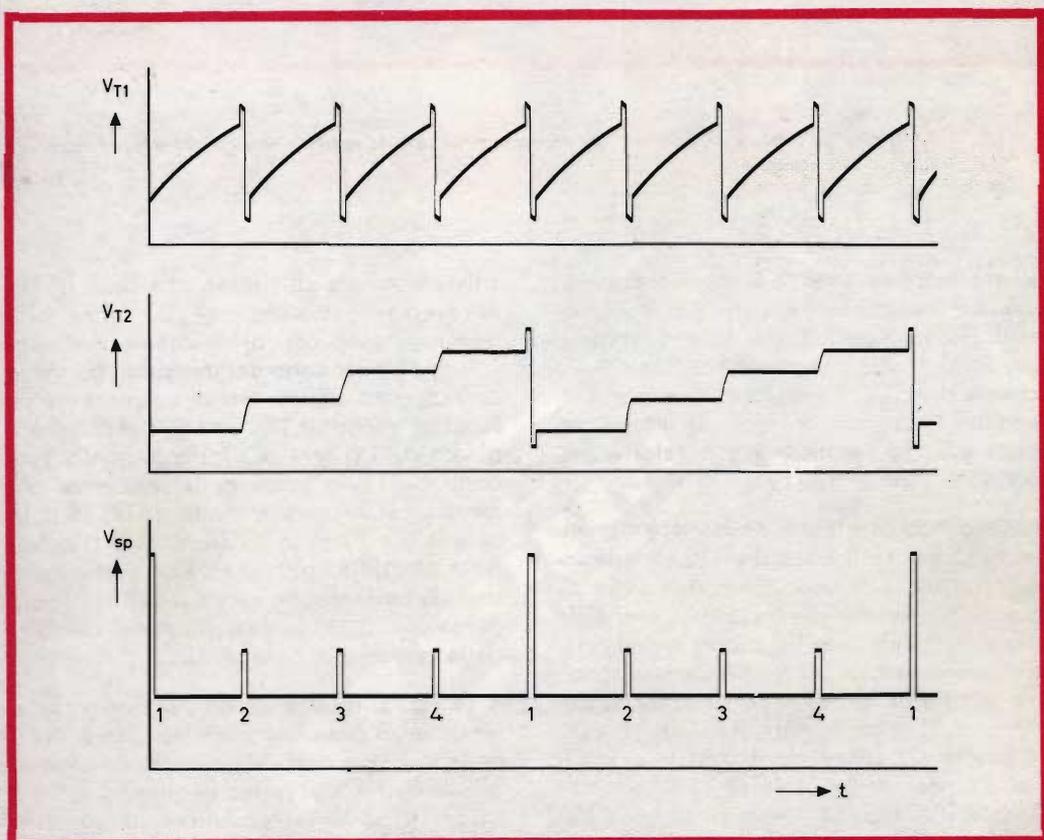



Fig. 3 - Oscillogrammi delle tensioni di funzionamento in funzione del tempo. V_{T1} = tensione di base del transistor TR_1; V_{T2} = tensione di base del transistor TR_3; V_{sp} = tensione dell'altoparlante.

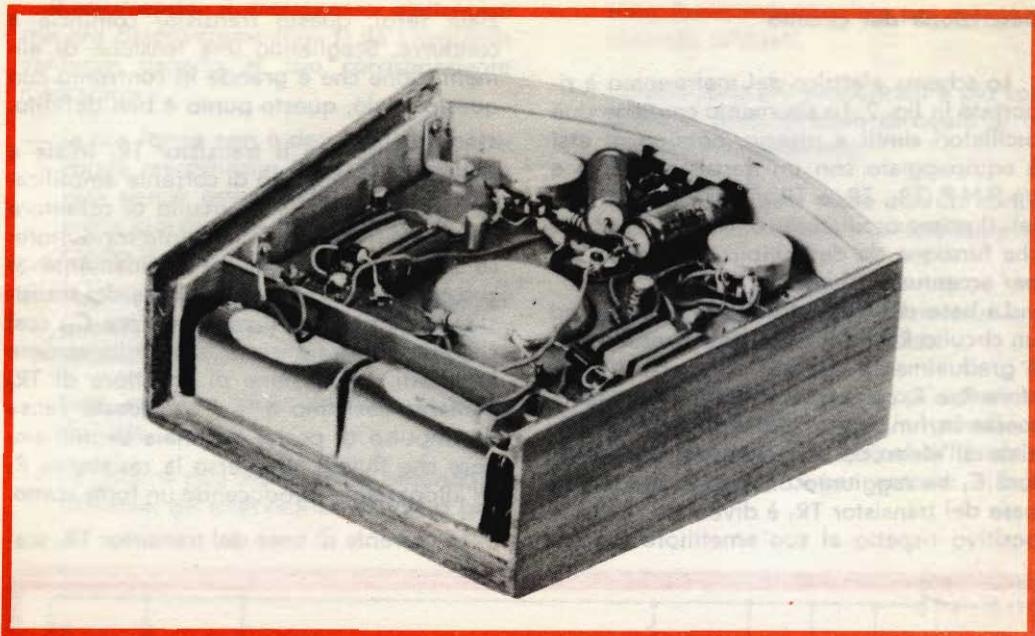



Fig. 4 - Prototipo del metronomo con lo scompartimento delle batterie aperto e senza il pannello inferiore per mostrare i vari componenti.

richerà successivamente il condensatore C_1 così che entrambi i transistor TR_1 e TR_2 sono di nuovo interdetti e il ciclo ricomincia. Con i valori dei componenti indicati nello schema di fig. 2, il resistore R_1 permette di regolare il periodo del ciclo da circa 2 secondi a 0,155 secondi, questi valori corrispondono a 30 $\div$ 390 battiti al minuto.

Il secondo oscillatore a rilascio è comandato dal primo. Il transistor TR_3 rimane interdetto fino a quando il condensatore C_2 è caricato a un tale limite che il potenziale di base del transistor TR_3 supera il potenziale di emettitore di 0,2 V. Per questo scopo una piccola parte dell'impulso di uscita del primo oscillatore è mandata verso il condensatore C_2 attraverso il resistore R_5. Il diodo D_1 fa passare solo la parte positiva di ogni impulso. La tensione di base del transistor TR_3 aumenterà così passo-passo fino a quando raggiungerà il valore al quale il transistor inizia a far passare la corrente. Questo fà sì che anche il transistor TR_4 diventa conduttore, così che un impulso positivo è inviato di ritorno alla base di TR_3 attraverso il condensatore C_2. Entrambi i transistor sono così bruscamente interdetti e l'impulso prodotto dal transistor TR_4 verrà sovrapposto all'impulso di corrente generato dal transistor TR_2. Infatti, l'impulso originato da TR_4 sarà più forte di quello prodotto da TR_2 a causa della resistenza più piccola nel circuito di uscita di TR_4 (8 Ω in parallelo a 33 Ω in confronto a 8 Ω in serie a 33 Ω). Il risultato sarà un forte scatto dell'altoparlante che segna il battito. Il condensatore C_2 è successivamente scaricato dalla corrente di base di TR_3.

La fig. 3, mostra gli oscillogrammi della tensione di base dei transistor TR_1 e TR_3 e della tensione dell'altoparlante. Quando al quarto battito del primo oscillatore, il transistor TR_3 diventa conduttore, la sua tensione di base è di colpo aumentata considerevolmente dall'impulso amplificato ritornato dal transistor TR_4. Successivamente la tensione di base ritorna al valore iniziale e il ciclo si ripete.

La resistenza variabile R_5 permette di variare la carica del condensatore C_2 in modo che il secondo oscillatore è comandato al battito desiderato. Per regolare la gamma di questo controllo, è consigliabile derivare R_5 con una resistenza fissa R_6 da 2,2 kΩ in serie con la resistenza variabile R_7 che dovrebbe servire per la calibrazione.

I diodi D_2 e D_3 prevengono interazioni indesiderate fra i due oscillatori.

Dettagli costruttivi

In fig. 4 è riportata la fotografia di un prototipo, in essa si possono vedere chiaramente i vari componenti e le batterie. I transistor TR_1 e TR_3 devono essere del tipo al silicio e C_1 e C_2 devono essere condensatori poliesteri.

Le prove effettuate sul prototipo hanno mostrato che il circuito descritto rimane stabile e che nessuna differenza considerevole avviene negli intervalli fra i battiti con una gamma di temperatura compresa fra 0 e 70 °C.

EFFETI

(Da « Electronic Application Bulletin »)

Collaudo finale di un cinescopio. Su tutti gli elettrodi sono presenti le normali tensioni di lavoro e sull'elettrodo di controllo viene applicato un segnale video a reticolo.

CONVERTITORI METRI 10 - 15 - 20 - 40

Si descrivono in modo generale dei convertitori da 10, 15, 20 e 40 metri adatti per essere accoppiati ad un ricevitore da 80 metri. Per maggiore semplicità si è suddivisa la descrizione nei vari stadi di cui è composto il circuito.

Il convertitore che ci accingiamo ad illustrare è di facile realizzazione; per meglio comprendere lo schema elettrico di fig. 1 si è suddivisa la spiegazione nei vari stadi che formano l'apparecchiatura.

Stadio R.F.

Il primo stadio, equipaggiato con un tubo EF 91, assicura l'amplificazione di alta frequenza. L'antenna è accoppiata induttivamente alla autoinduttanza del circuito con un rapporto del numero di spire di 1 : 4, l'accoppiamento è piuttosto lasco.

Si constaterà che qualche componente dello schema non ha un valore determinato, infatti è difficile determinare questi valori in quanto lo schema deve funzionare tanto sui 10 m quanto sui 40 metri.

Si può però dare una indicazione: si deve fare in modo che la bobina risuoni, con una capacità da 30 a 60 pF, sulla frequenza desiderata (per le bande alte, questa capacità C può essere minore e per le bande basse maggiore; una regola empirica dà 1 pF per ogni metro di lunghezza d'onda).

Questo si può determinare facilmente con l'aiuto di un oscillatore. Per una lunghezza d'onda di 20 metri, si accordi il circuito su 14,175 MHz (centro banda).

Inoltre, i circuiti sono smorzati, e questo è logico perchè essi devono essere in grado di trasmettere tutte le bande degli « amatori », di modo che i circuiti devono avere almeno la larghezza delle bande in causa e di preferenza essere un po' più grandi. Quando i circuiti sono accordabili dall'esterno, questo smorzamento non è evidentemente più necessario. La resitenza di smorzamento R_d può essere calcolata facilmente con l'aiuto della formula:

$$R_d = \frac{1}{4\,BC}$$

dove B è la larghezza di banda e C la capacità del circuito. Questa formula non tiene conto del fatto che non si utilizzano dei circuiti ideali ne di un coefficiente di ridu-

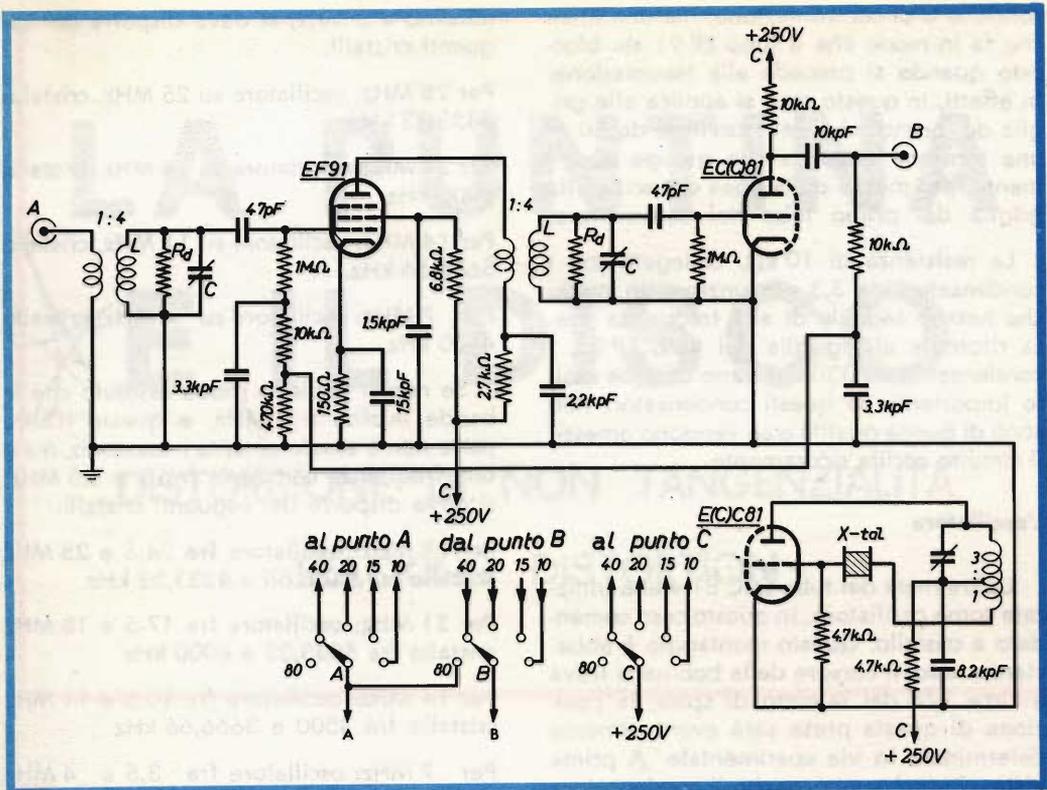



Fig. 1 - Schema elettrico dei convertitori da 10, 15, 20 e 40 metri. A = presa d'antenna; B = presa d'uscita.

zione di smorzamento provocato dal fatto che si utilizzano dei circuiti disposti uno dietro l'altro. Così, per 15 m, la resistenza R_d diventa per esempio: con B = 0,45 · 10^6 e C = 30 pF

$$R_d = \frac{1}{4 \cdot 0,45 \cdot 10^6 \cdot 30 \cdot 10^{-12}} \simeq 18\ k\Omega$$

Esempio: per la lunghezza d'onda di 10 m con B = 0,5 MHz e C = 30 pF:

$$R_d = \frac{1}{4\,BC} =$$

$$= \frac{1}{4 \cdot 0,5 \cdot 10^6 \cdot 30 \cdot 10^{-12}} \simeq 15\ k\Omega$$

Si deve ricordare ancora che i diversi condensatori di disaccoppiamento sono rappresentativi per il convertitore da 40 m, di modo che i condensatori di accoppiamento degli altri convertitori possono essere proporzionalmente più piccoli.

Il miscelatore

Il tubo EF 91 è seguito da un tubo ECC 81 in cui la prima metà funziona come scambiatore di frequenza e l'altra metà da tubo oscillatore.

Il circuito di griglia della prima metà è uguale a quello del tubo EF 91. Il segnale di uscita è portato verso la boccola di uscita per mezzo di un condensatore da 10 nF.

Il circuito presenta quindi una particolarità, si deve seguire il conduttore che va dall'uscita verso la griglia del primo tubo.

Questo non è un tipo di accoppiamento a

reazione o di controreazione, ma una linea che fa in modo che il tubo EF 91 sia bloccato quando si procede alla trasmissione. In effetti, in questo caso si applica alla griglia del primo tubo del ricevitore da 80 m una tensione negativa che giunge egualmente, per mezzo della linea di uscita, alla griglia del primo tubo del convertitore.

La resistenza di 10 kΩ, collegata con i condensatori da 3,3 nF funziona in modo che nessun segnale di alta frequenza possa ritornare alla griglia del tubo EF 91. I condensatori da 3300 pF sono dunque molto importanti; se questi condensatori non sono di buona qualità o se vengono omessi, il circuito oscilla sicuramente.

L'oscillatore

L'altra metà del tubo ECC 81 viene utilizzata come oscillatore, in questo caso comandato a cristallo. Questo montaggio è abbastanza noto. Il cursore della bobina si trova a circa 1/4 del numero di spire; la posizione di questa presa sarà eventualmente determinata in via sperimentale. A prima vista, si potrà supporre che il condensatore di accoppiamento dell'oscillatore verso il miscelatore viene omesso, ma non è così. È in effetti causa del fatto che le due metà del tubo non sono più separate da uno schermo, di modo che l'accoppiamento fra i due sistemi del tubo è sufficientemente grande in modo da garantire una buona miscelazione.

I cristalli

Il ricevitore è utilizzato entro la gamma da 3 a 4 MHz. Perchè tutte le bande incomincino a 3 MHz, si deve disporre dei seguenti cristalli:

Per 28 MHz: oscillatore su 25 MHz, cristallo 8333,33 kHz.

Per 21 MHz: oscillatore su 18 MHz, cristallo 6000 kHz.

Per 14 MHz: oscillatore su 11 MHz, cristallo 3666,66 kHz.

Per 7 MHz: oscillatore su 4 MHz, cristallo 4000 kHz.

Se non si vuole in modo assoluto che le bande inizino a 3 MHz, e questo d'altra parte non è assolutamente necessario, ma a una frequenza compresa fra 3 e 3,5 MHz, si deve disporre dei seguenti cristalli:

Per 28 MHz: oscillatore fra 24,5 e 25 MHz cristallo fra 8166,66 e 8333,33 kHz.

Per 21 MHz: oscillatore fra 17,5 e 18 MHz cristallo fra 5833,33 e 6000 kHz

Per 14 MHz: oscillatore fra 10,5 e 11 MHz cristallo fra 3500 e 3666,66 kHz

Per 7 MHz: oscillatore fra 3,5 e 4 MHz cristallo fra 3500 e 4000 kHz.

Lo schema mostra inoltre come è montata l'antenna di uscita e la tensione di + 250 V. I filamenti di tutti i convertitori sono dunque alimentati costantemente; se si giudica di avere un consumo troppo elevato, si possono spegnere i filamenti. Tuttavia in questo caso, si deve attendere dopo la commutazione, che i filamenti abbiano raggiunto la temperatura di regime.

BETA

(Da « Digested Concern Literature »)

In Gran Betagna è stato realizzato un nuovo tipo di interruttore privo di ogni parte mobile e di qualsiasi punto di contatto, il che elimina numerosi inconvenienti di funzionamento, dovuti a depositi di sporcizia e materiale ossidante sui contatti. Il dispositivo è costituito da una lamina metallica inserita in un campo magnetico compreso tra due espansioni polari. L'interruzione del campo magnetico fa scattare un circuito esterno che può essere usato per compiere qualsiasi funzione di controllo. La potenza richiesta per far scattare l'interruttore è di 27 mW, la massima velocità di lavoro è di 100 commutazioni al secondo.

LA PUNTINA E IL DISCO

DISTORSIONE DI NON TANGENZIALITÀ

-TRACKING DISTORTION-

In registrazione la punta d'incisione viene traslata, mediante l'alberino di guida, dal bordo del disco verso il centro seguendo una linea retta. In riproduzione invece la puntina del pick-up non si sposta in linea retta ma secondo un arco di cerchio, perchè il braccio del pick-up ruota intorno a un punto fisso (fig. 1 a). L'asse del pick-up non è quindi tangente ai solchi, tranne che nella parte centrale della registrazione, ma risulta inclinato di un certo angolo rispetto a questi e la direzione nella quale la puntina può vibrare, perpendicolarmente all'asse del pick-up, non coincide dunque più per la parte maggiore del disco con la direzione della modulazione, che è sempre perpendicolare ai solchi stessi.

Nella fig. 1 b abbiamo rappresentato quello che si verifica in tali circostanze. Il tratto continuo rappresenta il solco modulato, cioè il percorso seguito dalla punta d'incisione. In riproduzione la puntina del pick-up segue lo stesso percorso ma con velocità trasversale diversa e pertanto in un certo istante viene a trovarsi nel punto 2 mentre, se il pick-up fosse nella posizione giusta, dovrebbe trovarsi nel punto 1. Nell'istante rappresentato in figura la puntina è quindi leggermente spostata verso il centro e il valore istantaneo della tensione prodotta risulta di conseguenza più basso. Si può così determinare punto per punto lo spostamento della puntina nei vari istanti e tracciare la curva tratteggiata della fig. 1 b la quale mostra che l'andamento della tensione prodotta dal pick-up non è sinusoidale. Mentre, come si vede in figura, la modulazione del solco corrisponde a un suono puro, il movimento della puntina del pick-up corrisponde a un suono distorto; più precisamente sono comparse delle armoniche di ordine pari, ossia delle vibrazioni di frequenza doppia, quadrupla, ecc. la più importante delle quali è la seconda, cioè quella la cui frequenza è doppia di quella del suono originale.

Per combattere questa distorsione ci sono diverse possibilità. Anzitutto si può fissare il pick-up su una guida parallela, in modo cioè da farlo scorrere su una barra

rettilinea terminante, come l'alberino di guida della punta d'incisione, al centro del disco. Questa però non è una soluzione pratica perchè l'esecuzione ne risulterebbe costosa e complicherebbe la manovra del giradischi, per non parlare poi dei cambiadischi automatici e simili. Un'altra soluzione può essere quella di far ruotare regolarmente e automaticamente in un modo qualunque il pick-up rispetto al braccio, in modo che l'asse del pick-up risulti sempre tangente al solco. Benchè la manovra dell'apparecchio non ne venga complicata, questa soluzione non trova praticamente applicazioni per motivi di costo. Adottando un braccio molto lungo, l'arco di cerchio 2 della fig. 1 a si avvicina al segmento di retta 1, ma anche in questo caso il fattore prezzo è di ostacolo particolarmente perchè a causa della lunghezza del braccio, il mobile nel quale il giradischi viene montato risulta troppo grande. Questi bracci lunghi si usano solo per giradischi professionali e in tale caso la maggiore lunghezza è anche motivata dal fatto che su tali giradischi si debbono poter suonare dischi di 40 cm di diametro.

Si può dimostrare col calcolo che dando al braccio una forma incurvata, la distorsione di non tengenzialità può essere considerevolmente ridotta. La cosa è illustrata nella fig. 2 dove il braccio del pick-up è rappresentato in due posizioni diverse nelle quali si vede che l'asse del pick-up è sempre all'incirca perpendicolare al raggio

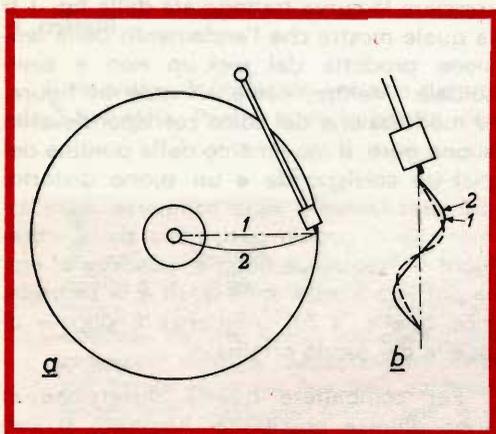



Fig. 1 - La causa della distorsione di non tangenzialità.

(linee a tratti e punti) del disco e quindi tangente al solco. La forma curva del braccio del pick-up dunque non è stata ispirata da ragioni estetiche, ma da ragioni puramente tecniche; quando la forma è ben concepita, la distorsione di non tangenzialità può essere ridotta a meno dello 0,5% anche nelle circostanze più sfavorevoli e pertanto trascurabile con tutta tranquillità.

La forma curva del braccio del pick-up ha anche un secondo compito. Il disco in rotazione esercita sul braccio del pick-up, per effetto dell'attrito fra disco e puntina, una forza avente la stessa direzione del solco, applicata all'estremità della puntina. Questa forza (la freccia piccola nella fig. 2) non ha la stessa direzione della retta che unisce la estremità della puntina col centro di rotazione del braccio del pick-up e può quindi essere scomposta in due componenti, una nella stessa direzione della retta congiungente l'estremità della puntina col centro di rotazione del braccio del disco. Mentre la prima agisce sull'articolazione del braccio del pick-up e viene assorbita da questa, la seconda tende a spostare il braccio verso l'interno, cosa assai utile per diverse ragioni.

A causa dell'attrito che si produce nell'articolazione del braccio del pick-up, il pick-up oppone una certa resistenza a spostarsi verso il centro del disco. La forza diretta verso il centro, citata al capoverso precedente, aiuta a vincere questo attrito; in tale modo il pick-up può seguire più facilmente il solco e la pressione esercitata sulla puntina della parete esterna del solco, necessaria per spostare il pick-up, diminuisce. Grazie a questa forza centripeta inoltre, viene facilitato l'ingresso della puntina nel solco iniziale quando il pick-up viene appoggiato sull'orlo del disco. Infine, lo scatto di fine corsa del giradischi e il meccanismo del cambiadischi vengono spesso azionati dallo spostamento accelerato del braccio del pick-up all'arrivo della puntina nel solco finale. Per azionare questi dispositivi occorre una certa forza e quella che si esercita sul braccio del pick-up per effetto dell'attrito fra puntina e disco è assai utile a questo scopo.

Per ridurre al minimo la distorsione di

non tangenzialità si dà al braccio del pick-up una lunghezza tale che quando il braccio stesso è nella sua posizione più interna, la puntina deve trovarsi in corrispondenza dell'asse di rotazione del piatto portadischi. La forza centripeta è in tali condizioni quasi costante e di valore sufficiente (essa ha un valore di circa 1 grammo).

Nel caso in cui lo scatto di fine corsa venga azionato dal movimento verso l'esterno impresso al braccio del pick-up dai dischi a solco terminale eccentrico, è necessaria una forza diretta verso l'esterno. In tale caso si può ricorrere ad alcuni accorgimenti costruttivi per ottenere una componente della forza d'attrito sulla puntina diretta verso l'esterno. Questo metodo è però meno buono per quanto riguarda la distorsione e la usura del disco.

Fig. 2 - Metodo di riduzione della distorsione di non tangenzialità.

Distorsione di traccia (tracking distortion) e diminuzione della larghezza del solco (pinch effect)

La fig. 3 rappresenta un tratto di solco fortemente ingrandito e precisamente visto in pianta (a) e in sezione (b e c). Come si può osservare la puntina ha l'estremità arrotondata; inoltre la puntina appoggia sui fianchi del solco e non ne tocca il fondo. La mezzaria del solco è indicata nella fig. 3 a da una linea a punti e tratti. Per non avere distorsione, occorrerebbe che il centro della puntina seguisse esattamente questa linea; in realtà però, a causa del fatto che la puntina del pick-up ha sezione circolare mentre la punta d'incisione ha sezione triangolare, il centro della puntina segue un percorso alquanto diverso, che può essere ricavato geometricamente tracciando a intervalli regolari dei cerchi tangenti ai bordi del solco; questo percorso è indicato nella fig. 3 a da una linea a tratti.

Sono da considerare alcuni punti; la larghezza **d** del solco misurata perpendicolarmente alla direzione del moto è sempre costante, perché determinata dalla larghezza della punta d'incisione che vibrando si muove sempre in direzione perpendicolare alla direzione del solco non modulato. La distanza **a** fra i due fianchi del solco invece non è costante ed è uguale a **d** solo a 90° e a 270° dove, per un percorso estremamente breve, il solco modulato è parallelo alla direzione del solco non modulato; in tutti gli altri punti **a** è più piccola di **d** e pertanto in essi la puntina si solleverà più o meno (fig. 3 c). Nella riproduzione del disco, la puntina si muoverà quindi costantemente anche in direzione verticale; questo movimento verticale della puntina dovuto al restringersi del solco (pinch effect) è indicato nella figura dalla linea punteggiata ed è chiaro che la frequenza del movimento verticale è doppia di quella del movimento orizzontale. È evidente che il **pinch effect** si aggrava quando aumenta l'ampiezza della modulazione del solco e quando aumenta la frequenza (cioè per lunghezze d'onda piccole). Il **pinch effect** è quindi più marcato per i suoni alti e intensi.

Nel caso che il pick-up sia insensibile ai movimenti verticali della puntina, cioè non dia segnale elettrico per essi, il **pinch effect** non disturberà che come causa principale di stridio della puntina; per tale motivo è utile, come abbiamo già detto in precedenza, che la massa della puntina sia più piccola possibile. Se il pick-up dà una risposta elettrica anche per i movimenti verticali della puntina, vi sarà distorsione soprattut-

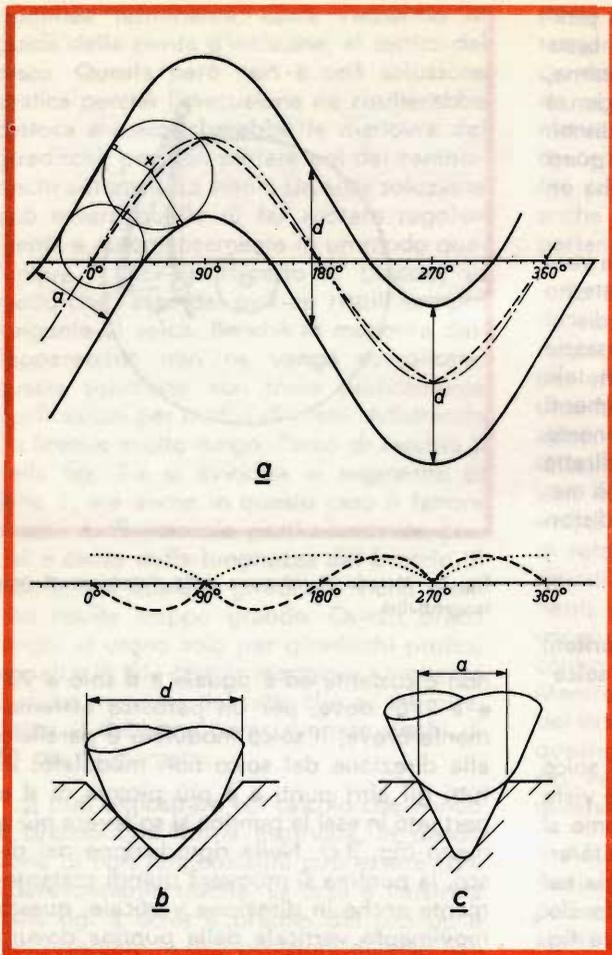
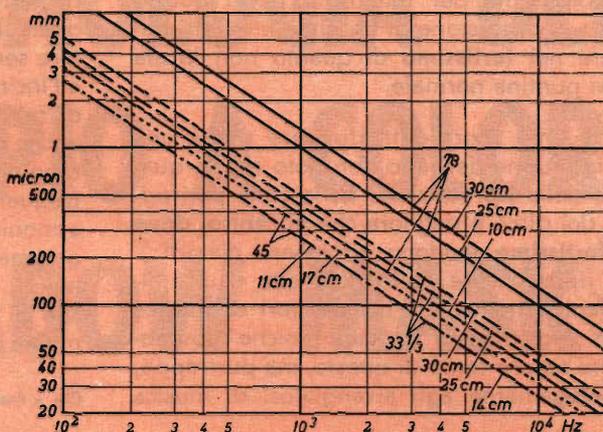



Fig. 3 - Le cause del restringimento del solco e della distorsione di traccia.

to nei suoni intensi ed alti. Poichè la frequenza dei **pinch effect** è doppia della frequenza dei suoni registrati, saranno le armoniche di ordine pari che si sentiranno. In certe circostanze l'ampiezza degli spostamenti dovuti al **pinch effect** può raggiungere il 10% dell'ampiezza del solco, in modo che se il pick-up è sensibile in misura uguale tanto ai movimenti verticali che a quelli orizzontali della puntina, la distorsione raggiunge il 10%. Con un pick-up ben costruito si può però limitarla a meno dell'1%. Poichè i suoni più alti sono quasi sempre armoniche di suoni fondamentali di frequenze più basse e poiché solo alcune di tali armoniche hanno intensità sufficientemente elevate, con un buon pick-up non si sentirà praticamente nulla della distorsione dovuta al **pinch-effect**.

Il percorso seguito dal centro della puntina è stato ricavato nella figura 3 a mediante cerchi tangenti ai bordi del solco, tracciati uno dopo l'altro e i cui centri sono stati collegati fra loro. Naturalmente sono stati tracciati solo alcuni di tali cerchi e si vede chiaramente che il centro della puntina non si trova sulla mezzaria del solco ma alquanto spostata. Ciò è dovuto al fatto che la perpendicolare abbassata dal punto x al fianco superiore è più corta di quella abbassata al fianco inferiore. Lo spostamento fra la mezzaria del solco e il percorso della puntina è riportato a parte in scala maggiore ed è la rappresentazione grafica della distorsione di traccia. L'analisi mostra che questa distorsione è costituita principalmente di armoniche di ordine dispari, cioè di vibrazioni di frequenza 3, 5, 7, ecc. vol-

Fig. 4 - Relazione fra la lunghezza d'onda e la frequenza nei dischi a 33 ¹/₃, 45 e 78 giri al min.

te maggiore della frequenza del suono registrato. Nella distorsione compare anche la stessa frequenza del suono registrato, ma in opposizione di fase rispetto al suono stesso e quindi ne determina una certa attenuazione. Considerando la figura, nella quale per maggiore chiarezza sono state esagerate le proporzioni, risulta evidente che la distorsione di traccia cresce col diminuire della lunghezza d'onda e con l'aumentare dell'ampiezza della vibrazione registrata. Risulta anche chiaro che la distorsione diminuisce se il solco è più stretto e se la puntina è più aguzza.

La lunghezza d'onda di una vibrazione sonora è uguale alla velocità di propagazione divisa per la frequenza. Quando la vibrazione viene registrata su un disco, la velocità di propagazione viene sostituita dalla velocità di scorrimento del solco, cioè dal numero di metri o di centimetri di solco che scorrono in un secondo sotto la puntina. Questa quantità non è costante, per il primo solco di un disco da 30 cm 33 ¹/₃ giri al minuto, essa è uguale a 52 cm/sec e per l'ultimo solco a circa 23 cm/sec; per un disco da 30 cm, 78 giri al minuto, queste velocità sono rispettivamente 120 e 40 cm/sec. Ciò significa dunque che su un disco la lunghezza d'onda di un suono determinato non è costante, per un La 3 essa è uguale rispettivamente a 1,2 - 0,5 - 2,7 - 1,1 millimetri nei quattro casi di cui sopra e ancora diversa in altri punti del disco o per altre velocità (vedi fig. 4). Se tutto questo viene riportato in scala, oppure se si calcola la distorsione di traccia si trova che questa assume valori di una certa entità solo a lunghezze d'onda molto minori di 0,5 mm, cioè a frequenze molto maggiori di 440 Hz. Poichè nei dischi a 33 ¹/₃ giri al minuto le lunghezze d'onda sono minori che nei dischi a 78 giri al minuto, occorre impiegare nei primi un solco più stretto e una puntina più aguzza perchè la distorsione resti la stessa; questo è il motivo per cui l'estremità della puntina per il solco standard ha in generale un raggio di 25 micron. I dischi a solco standard con profilo a V possono essere suonati, prescindendo dal

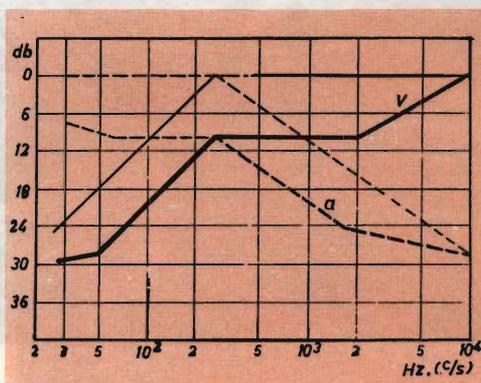



Fig. 5 - Caratteristica di registrazione fondamentale.

rumore di fondo e dall'usura, anche con una puntina per microsolco e in questo caso la distorsione di traccia è in effetti minore nei **fortissimo** di quanto non lo sia con puntina normale.

Quanto sopra detto fornisce anche una spiegazione del fatto ben noto che la qualità della riproduzione nella zona periferica del disco è migliore che al centro, dove i **fortissimo** tendono ad essere distorti e la riproduzione delle note alte risulta alquanto attenuata. I compositori di musica per registrazioni grammofoniche dovrebbero tenere conto di questo, ma purtroppo, analogamente agli arrangiatori di musica leggera, perdono assai spesso di vista il fenomeno. La frequenza limite al di là della quale la distorsione di traccia può diventare sensibile alle intensità elevate si trova all'incirca sui 2000 Hz e se la caratteristica di registrazione della fig. 5 fosse adottata anche per i dischi microsolco, la distorsione raggiungerebbe facilmente il 20-30% alle frequenze più elevate. Ora benché la terza armonica ad es. di 10000 Hz sia fuori della gamma dei suoni udibili, può però dare luogo, per intermodulazione con armoniche di altri suoni, a una distorsione nettamente udibile e molto fastidiosa.

*

(Da « From microphone to ear »)

Controllo dello spessore di una matrice mediante micrometro.

TECNOLOGIA DEL CINESCOPIO A COLORI «SHADOW MASK»

In un precedente articolo abbiamo esaminato il cinescopio a colori « shadow mask » dal punto di vista del funzionamento e dell'impiego. Ora invece presentiamo i diversi interessanti aspetti dei moderni processi di fabbricazione adottati dalla nota casa inglese BRIMAR.

Già nel 1964 i costruttori inglesi interessati alla televisione a colori, presero di comune accordo la decisione di concentrare il lavoro di ricerca e di applicazione sul cinescopio tipo « shadow mask » a triplo cannone, ritenendolo il più adatto per essere usato nella prima generazione di televisori a colori. Seguì subito un'attenta valutazione dei diversi processi che potevano essere impiegati per la produzione di tubi catodici di questo tipo, scegliendo quelli più facilmente realizzabili. Furono progettate e costruite apparecchiature speciali, modificate in seguito secondo i dettami dell'esperienza e del collaudo nella produzione dei prototipi.

Dopo oltre due anni di sforzi la Brimar è stata in grado di rendere operativa la prima linea di montaggio di cinescopi a colori esistente in Gran Bretagna. I tubi catodici prodotti sono del tipo rettangolare con deflessione a 90°, hanno dimensioni di 19 o 25 pollici ed usano uno schermo rivestito in fosforo.

Nella maggior parte dei casi la lavorazione richiede un grado di accuratezza molto più elevato che per i cinescopi in bianco e nero; oltre a ciò c'è anche una differenza fondamentale per quanto riguarda l'assemblaggio dei tubi « shadow mask ». Mentre nei tubi monocromatici le

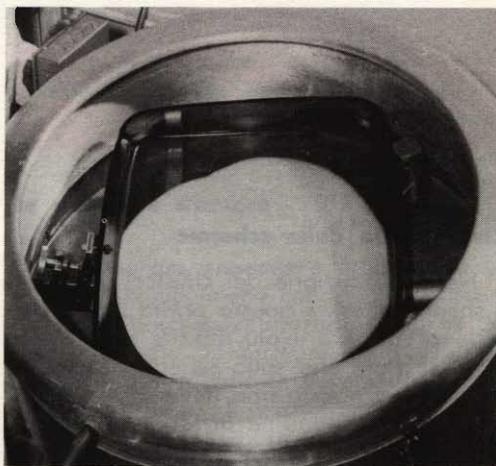



Fig. 1 - L'impasto del primo colore (verde) versato su un vetro frontale da 25". Esso viene distribuito uniformemente su tutta la superficie grazie al moto di rotazione ed oscillazione prodotto dalla macchina.

parti in vetro del frontale, del cono e del collo sono saldate insieme prima che venga depositato lo schermo sensibile, nei cinescopi a colori l'intera serie delle operazioni di deposito del rivestimento, oltre alla messa in opera della maschera, deve essere completata prima che il frontale sia saldato al cono.

Fig. 2 - La maschera viene collocata in posizione davanti allo schermo.

Rivestimento dello schermo

Nella produzione dei cinescopi a colori « shadow mask » questo primo stadio della lavorazione è il più difficile e il più costoso. È noto che sullo schermo di un cinescopio di questo tipo deve essere depositata una moltitudine di terne puntiformi di fosforo rosso, blu e verde; questi « luminofori » vengono eccitati separatamente da fasci di elettroni emessi dai rispettivi cannoni per il rosso, il blu ed il verde. La separazione tra i colori viene mantenuta grazie alla posizione dei fori sulla maschera d'ombra rispetto ai punti sensibili depositati sullo schermo. Per questo motivo si richiede un'estrema precisione nel compimento del processo di rivestimento; nella maggior parte dei casi è la stessa maschera di metallo che viene usata per determinare la posizione dei punti di fosforo.

Il metodo fondamentale usato dalla BRIMAR per il deposito del fosforo è noto come metodo a « impasto ». La superficie del vetro frontale, opportunamente preparata e pre-riscaldata, viene montata su una macchina speciale che le imprime un leggero movimento di rotazione e contemporaneamente delle oscillazioni di modesta ampiezza rispetto al piano orizzontale. A questo punto viene versata sulla faccia interna dello schermo una certa quantità di impasto, costituito da uno dei colori di fosforo miscelato con una soluzione di alcool polivinilico (PVA), acqua distillata e dicromato di ammonio. Quando lo schermo è stato ricoperto totalmente ed in maniera uniforme, l'impasto sovrabbondante viene rimosso mentre lo strato depositato viene sottoposto a periodi controllati di essiccazione e di raffreddamento. L'impasto a base di fosforo ha la proprietà essenziale di essere fotosensibile, infatti se viene esposto a luce ultravioletta diventa insolubile e aderisce allo schermo, mentre le parti non impressionate vengono facilmente rimosse con un lavaggio. Le impurità di PVA nello strato aderente vengono eliminate successivamente, lasciando il cristallo di fosforo scoperto.

La camera di esposizione

Il secondo stadio della lavorazione inizia quando si hanno a disposizione lo schermo ricoperto da uno strato di materiale sensibile alla luce, e la maschera d'ombra in acciaio. Questi componenti vengono riuniti in una complicata macchina per l'esposizione fotografica, chiamata « camera di esposizione »; essa è dotata di una sorgente di luce ultravioletta e viene mantenuta a valori controllati di umidità e temperatura.

Il fascio di raggi ultravioletti, passato attraverso un collimatore a quarzo, simula il fascio elettronico prodotto da uno dei cannoni elettronici del tubo completo; la maschera viene sistemata nella sua posizione esatta in relazione allo schermo e l'esposizione viene ottenuta illuminando lo strato sensibile con la luce concentrata filtrata attraverso la maschera. Lo schema dei punti di fosforo impressionati sarà esattamente nella stessa posizione atta ad essere illuminata da uno dei tre cannoni del cinescopio finito.

La descrizione del procedimento lo fa sembrare più facile di quanto sia in realtà; in pratica trovare l'esatta posizione della sorgente luminosa in relazione allo schermo è un problema molto delicato! Bisogna tenere presente infatti che in un tubo a raggi catodici il fascio di elettroni sembra provenire da differenti posizioni secondo l'angolo istantaneo di deflessione. Per questo motivo nella camera di esposizione è incorporato un ingegnoso sistema di correzioni ottiche, il quale, grazie alla forma ed alla disposizione dei suoi elementi, mantiene lo schema dei luminofori in registro fino alle estreme aree marginali dello schermo. Normalmente queste zone sono un po' affette da derive nel fascio elettronico, dovute ai notevoli angoli di deflessione, e da derive radiali introdotte per realizzare la convergenza dinamica del fascio. Il sistema ottico citato compensa anche l'inclinazione dei fori della maschera e produce punti di fosforo con dimensioni uniformi su tutta la superficie dello schermo.

Sviluppo

Subito dopo l'esposizione ai raggi ultravioletti, lo strato sensibile deve essere « sviluppato ». Il processo è stato chiamato così anche se ha solo qualche somiglianza con lo sviluppo fotografico. Esso consiste in un lavaggio con acqua distillata e a temperatura costante, che rimuove l'impasto non impressionato e lascia il primo insieme di punti sensibilizzati in posizione sullo schermo. Segue un processo di essiccazione per il fissaggio definitivo del fosforo sullo schermo.

L'intero ciclo delle operazioni di miscelazione dell'impasto, deposito dello strato sensibile, esposizione alla luce UV, lavaggio ed essiccazione, va ripetuto tre volte per ciascun cinescopio; naturalmente per ogni colore la lampada va spostata nel centro di deflessione del corrispondente cannone elettronico. Alla Thorn-AEI l'ordine di deposizione dei colori è il seguente: verde, blu, rosso.

Fig. 3 - Il rivestimento interno del cono viene facilmente applicato attraverso l'estremità aperta.

La maschera d'ombra

La maschera annerita e montata su un telaio d'acciaio, viene collocata in posizione su tre borchie all'interno del bordo del vetro frontale, la taratura di questo fissaggio è molto delicata e richiede la massima precisione. La fessura che rimane tra il telaio della maschera e il bordo del vetro viene chiusa da sottili lamine d'acciaio saldate per punti al telaio stesso. Questa precauzione elimina la possibilità di eccitazioni parassite dei luminofori, dovute ad elettroni che raggiungono lo strato sensibile attraverso percorsi esterni al perimetro della maschera. Nello stesso tempo la

maschera viene connessa elettricamente al rivestimento conduttivo interno mediante due contatti a molla.

Il cono del cinescopio a colori viene quindi dotato del suo rivestimento interno, applicato attraverso la parte aperta del cono. Questo processo è assai invidiato dai costruttori di cinescopi monocromatici, i quali sono costretti ad applicare il rivestimento attraverso la stretta apertura del collo.

Suggello del frontale

Mentre nei cinescopi bianco e nero lo strato sensibile dello schermo viene collocato dopo che il vetro frontale è stato saldato al cono, nei cinescopi a colori la tecnica usata rende indispensabile completare il deposito dello strato sensibile prima della saldatura del frontale al cono. Bisogna notare che in quest'ultimo caso non può essere usata la saldatura tradizionale a vetro, perché le alte temperature in gioco potrebbero danneggiare lo schermo o la maschera. Perciò è stata adottata, per il suggello dei cinescopi a colori, una tecnica differente che implica temperature meno elevate; essa è nota come saldatura a « pasta » e richiede l'uso di un vetro

Fig. 4 - Lo zoccolo viene inserito nel collo del tubo e suggellato con saldatura a fiamma rotante, dopo averne fissato la posizione più esatta.

Fig. 5 - La pompa per il vuoto viene connessa al tubo catodico.

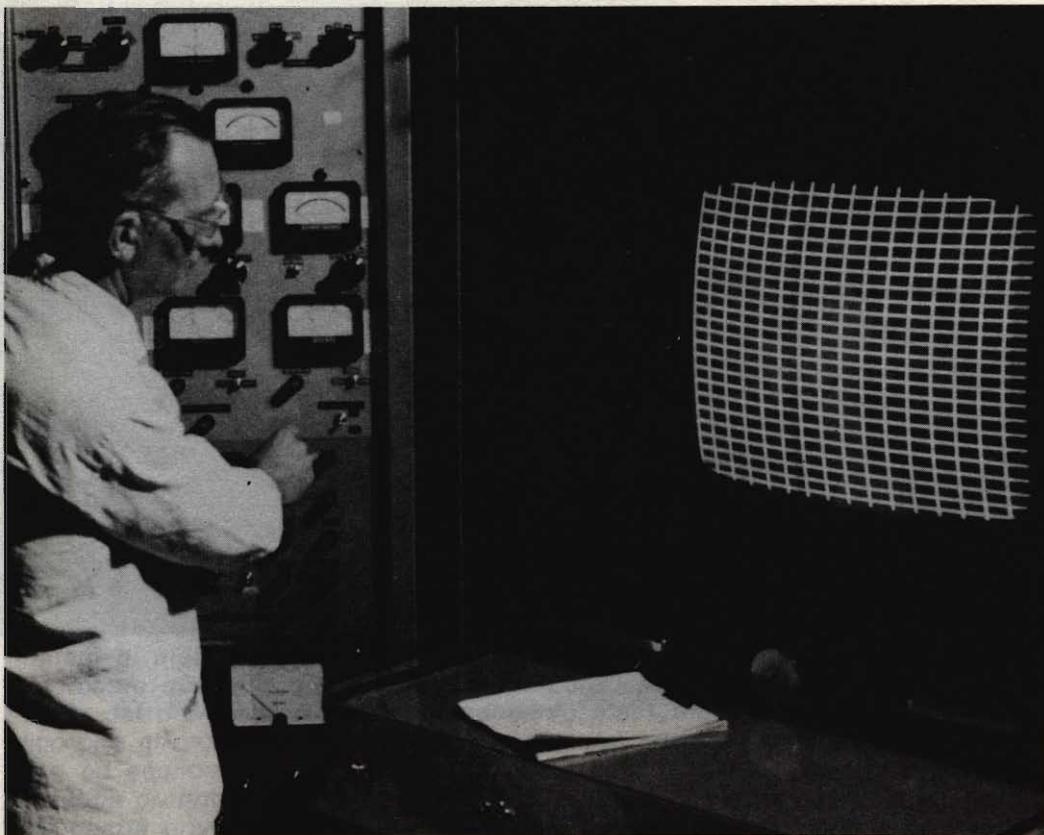



Fig. 6 - Nel corso delle operazioni di collaudo viene effettuata la prova di convergenza.

saldante a presa termica mescolato in forma di pasta e applicato all'orlo del cono. Questo orlo e quello del frontale vengono in precedenza accuratamente rettificati e puliti chimicamente, poi i due pezzi vengono sistemati in una invasatura appositamente progettata all'interno del forno, dove la temperatura viene man mano aumentata e si ha la fusione della pasta, che lega il frontale al cono con un suggello perfettamente ermetico.

Pompaggio

La sequenza delle operazioni di pompaggio avviene quando il cinescopio a colori è già praticamente completo. Il gas viene pompato fuori dal cinescopio attraverso un gambo posto alla base del collo del tubo.

Le tecniche adottate sono simili a quelle impiegate nei cinescopi monocromatici, compreso il riscaldamento a circa 400 °C per degasare il vetro e il riscaldamento con correnti parassite a radio frequenza per degasare il metallo dei cannoni elettronici.

Bisogna avere cura di evitare differenze termiche attraverso la saldatura tra frontale e cono. I catodi sono attivati durante il pompaggio e, a completamento del programma si procede alla chiusura del gambo. Al momento della rimozione dal forno di pompaggio, il « getter » viene bruciato e quindi ha inizio la solita sequenza di operazioni di rifinitura e collaudo.

LA SCRIVANIA DELLO ZIO

GILIOLA

Eccoci in Marzo, ecco la primavera, la stagione gentile. Se qualcuno ha la fortuna di diventare padre di una bella bambina in quest'epoca e, ispirato dalla dolce stagione, decide di metterle il nome di un fiore, non scelga Giliola.

Non perché sia un brutto nome, tutt'altro: ma Giliola che si scrive senza « g » — sbagliano coloro che scrivono « Gigliola » — non ha nulla a che fare né coi gigli né con altri fiori.

La storia di questo nome è una delle più strane. Dall'originale greco Aighìdion derivò il latino Aegidius, quindi l'italiano Egidio e il francese Egide. In Francia, il nome ebbe il diminutivo Gide che poi si trasformò in Gil; nel Belgio, Gil è un personaggio carnevalesco come da noi, più o meno, è Arlecchino.

Il francese Gil, verso il '400, apparve in Italia con l'adattamento in Gilio al maschile e Giliola, dall'aggraziata desinenza, al femminile. Ecco tutto: i gigli non c'entrano. Ma torniamo da capo: sapete che cosa vuol dire, in greco, Aighìdion, il nome da cui sono derivati tutti gli altri? vuol dire « capretta ».

Non se ne dolgano i cortesi lettori che si chiamano Egidio e le graziose lettrici che si chiamano Giliola. Capretta è parola evocatrice di dolci serenità montanine, di pace campestre. Senza contare che la capra è simbolo di vigore, di salute e di fortuna.

FIERA NAZIONALE DEL RADIOAMATORE

La seconda Fiera Nazionale del Radioamatore si svolgerà a Pordenone sabato e domenica 1 e 2 aprile 1967. La prima edizione, per larga testimonianza della stampa locale e nazionale, ebbe un successo veramente lusinghiero. Se desiderate avere maggiori informazioni scrivete a: A.R.I., Casella Postale 1, Pordenone.

QUO USQUE TANDEM?

Scusatemi l'interrogativo ciceroniano, ma quando ci vuole, ci vuole. Lo Stato italiano, come tutti sanno, è monopolista non soltanto dei sali e dei tabacchi, ma anche delle trasmissioni televisive in onda. A Torino, per superare lo scoglio, la Società Video-Color ha instaurato uno studio televisivo a circuito chiuso per scopi essenzialmente commerciali, mettendo in programma trasmissioni pubblicitarie, notizie sportive e comunicati di vita cittadina. Tutto in regola, perché il circuito chiuso trasmette per cavo e non per onda. Ma quando si è trattato di inaugurare il servizio sono intervenuti due funzionari di Polizia per controllare queste e quelle formalità burocratiche: morale, il primo risultato ottenuto dai promotori è stato l'impedimento d'autorità a mettersi all'opera. Non dico che gli uomini di buona volontà, dotati di iniziativa proficua in campo tecnico ed economico, siano riguardati come ladri di galline: non lo dico ma mi verrebbe proprio voglia di pensarlo. Se c'è libertà di parola e di stampa, perché alla libertà privata viene tolto il mezzo più efficace e moderno di espressione e diffusione? Quo usque tandem, cioè, detto alla buona, fino a quando...?

TUTTO ESAURITO

Una volta, il « tutto esaurito » era uno striscione trasversale incollato sui manifesti dei teatri quando, per esempio, dirigeva Toscanini o cantava Toti Dal Monte. Oggi, in tempi più prosaici, è un cartello che troviamo immancabilmente agli ingressi dei posteggi d'automobili.

Per noi, « tutto esaurito » rappresenta, in questo momento, la sorte toccata al fascicolo 2 della rivista « Sperimentare ». Se n'è dovuto stampare delle copie in più per fronteggiare le richieste. Tanta fortuna si spiega innanzitutto col fatto che « Sperimentare » tratta la materia tecnica e scientifica in forma piacevole e discorsiva. Secondariamente perché si è messa subito a riservare gradevoli sorprese ai lettori. Coloro che sono venuti in possesso del fascicolo 2 hanno trovato, fra le pagine, un buono per ricevere gratis un transistor.

Ma anche il n. 3 ha offerto qualche cosa ai lettori: non dico che cosa per non togliervi la sorpresa.

Ravvisate il carattere di cordiale comunicativa fra redattori e lettori? Approfittatene, dunque: procuratevi « Sperimentare » come lettura complementare e distensiva.

zio RUBEN

Colmare una lacuna...

Nel dicembre 1966 diffondemmo una circolare, di cui trascriviamo qui di seguito il terzo periodo:

« *Ed ora Le annunciamo una iniziativa di grande attualità: dal prossimo febbraio inizieremo un corso a puntate sulla* TELEVISIONE A COLORI. *Come saprà, non vi sono ancora in Italia testi accessibili su tale materia, e noi abbiamo inteso colmare una lacuna* ».

Una stimata rivista — « L'Antenna » per non fare nomi — ha letto un po' frettolosamente la nostra circolare. Innanzi tutto l'ha attribuita alla G.B.C., per cui siamo incaricati dalla G.B.C. di ringraziare « L'Antenna » per la pubblicità gratuita. Il foglio era intestato « Selezione Radio-TV » e firmato « Selezione Radio-TV ». Nel testo, di G.B.C. non c'era neppure l'ombra.

Secondariamente, è sfuggito alla predetta Rivista che proprio attaccato al sostantivo « testi » c'era l'aggettivo **« accessibili »**. Per cui ci ha attribuito — anzi, ha attribuito alla G.B.C. — l'ignoranza del corso di TVC in 8 volumi coordinato dall'Ing. Alessandro Banfi, edito da « Il Rostro », nonché del volume « I ricevitori di televisione a colori », opera di uno specialista di fama come l'Ing. Fabio Ghersel.

Ma chi non conosce le opere insigni di codesti chiarissimi Autori? Le conosce anche la G.B.C., contrariamente a ciò che suppone « L'Antenna ». Senonché, essi sono testi di alta specializzazione, non « accessibili » alla massa dei tecnici non laureati; lo saranno in parte come contenuto ma assai difficilmente come spesa, tanto più quando si parla di qualcosa come otto volumi, con quel che costano i libri al giorno d'oggi.

Non concluderemo quindi, come ha fatto « L'Antenna », con oscuri oroscopi di seri guai. Diremo solo che, quando si legge, non è cattiva abitudine fare un po' di attenzione.

STADIO FINALE PER AUTORADIO E PER RADIOPORTATILI

Gli stadi finali senza trasformatore si impongono sempre più, grazie al loro piccolo ingombro che li rende particolarmente adatti per numerose apparecchiature portatili. Qui viene descritta una realizzazione di questo tipo ottenuta con l'impiego di componenti della Siemens & Halske A. G.

Le possibili applicazioni degli stadi finali senza trasformatore sono contrastate unicamente dal rapporto fisso tra tensione di funzionamento, potenza di uscita e resistenza di carico, provocato dalla mancanza di un elemento di trasformazione.

Si possono sempre liberamente scegliere solo due delle tre nominate grandezze, e l'impiego di altoparlanti con resistenze interne di valore comunemente usato, impone limitazioni molto ristrette.

Nelle apparecchiature per autoradio è richiesta una elevata potenza di uscita usando la batteria dell'auto che normalmente ha una tensione di solo 6 V (valore usato dai fabbricanti di autovetture tedesche ed americane). Nel funzionamento come radio ricevitore portatile con batterie a secco di 9 V, massimi, la potenza di uscita deve essere limitata a piccoli valori per riguardo al consumo della batteria stessa. Si ha perciò la necessità che alle più piccole tensioni di esercizio possa venire ricavata una elevata potenza d'uscita.

La relazione fra tensione di funzionamento U_B, resistenza di carico R_L e potenza di uscita P_a può venire definita come segue:

Negli stadi finali senza ferro i transistori vengono commutati uno dopo l'altro. Per ciascuno dei due transistori perciò vi è a disposizione solo la metà della tensione di alimentazione. L'effettiva potenza di uscita è uguale al prodotto dei valori efficaci della tensione alternata e della corrente alternata, cioè uguale alla metà del prodotto dei valori di punta

$$P_a \approx \frac{U_B}{2} \cdot \frac{I_c}{2} = \frac{U_B \cdot I_c}{4}$$

La resistenza di carico ha il valore:

$$R_L \approx \frac{\frac{U_B}{2}}{I_c} = \frac{U_B}{2 \cdot I_c}$$

Da questa si ricava la corrente di punta I_C:

$$I_C \approx \frac{U_B}{2 \cdot R_L}$$

Si ponga la suddetta equivalenza nella formula della potenza di uscita P_a, si ottiene così la relazione cercata:

$$P_a \approx \frac{U_B}{8 \cdot R_L}$$

In questa formula non si tiene conto dell'influenza della tensione residua dei transistori ed altre perdite.

Se per esempio viene richiesto nel funzionamento a 6 V una doppia potenza di uscita rispetto a 9 V di esercizio, allora dovrebbe venire diminuita la resistenza di carico circa ad un quarto del suo valore a 9 V. Ne deriva perciò anziché il suo valore usuale di 8 ohm una resistenza dell'altoparlante di solo 2 ohm, che difficilmente è realizzabile. Una soluzione è offerta dall'impiego di un circuito a ponte durante il funzionamento a 6 V, che rende disponibile la completa tensione di esercizio, e il calcolo per normale stadio finale senza ferro, varia come segue:

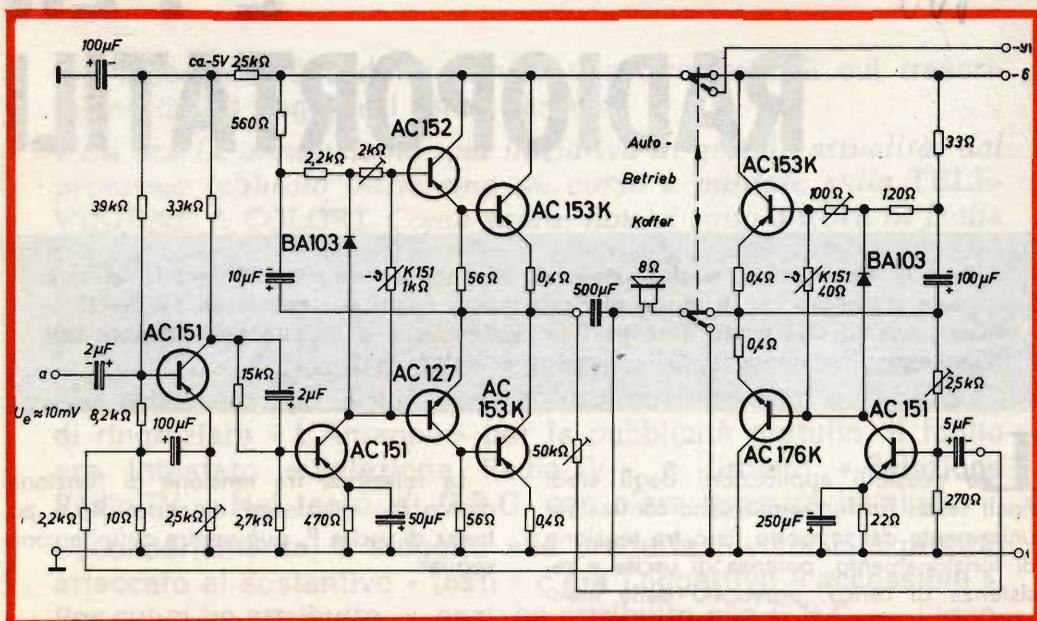



Fig. 1 - Schema elettrico dell'apparecchio descritto nel testo.

$$P_a \approx \frac{U_B \cdot I_C}{2}\ ; \quad R_L \approx \frac{U_B}{I_C}\ ; \quad I_C \approx \frac{U_B}{R_L}$$

da cui:

$$P_a \approx \frac{U_B}{2 \cdot R_L}$$

Nonostante uguali rapporti (U_B e R_L uguali) si raggiunge dunque nel funzionamento a ponte una quadrupla potenza di uscita. Se contemporaneamente, come nel presente caso, la tensione di funzionamento da 9 V viene variata a 6 V, si raggiunge circa la doppia potenza di uscita.

La figura 1 mostra uno schema adatto a questa applicazione.

Nel funzionamento a 6 V appare nello stadio finale una corrente di punta di circa 1 A, per cui viene impiegata la coppia complementare AC 153/AC 176.

Lo stadio pilota per questa coppia finale necessita di una corrente di riposo di circa 20 mA. Questo valore è troppo elevato per l'esecuzione portatile, perciò in questo caso viene anteposta una più piccola coppia complementare, composta dai transistori AC 127/AC 152.

Questa lavora in controfase e necessita solo di una corrente di riposo da 1 a 1,5 mA. Dato che in questo caso l'inversione di fase ha luogo già nello stadio pilota, possono venire impiegati nello stadio finale due transistori pnp AC 153.

Le correnti di riposo dello stadio finale devono venire stabilizzate alla temperatura. Questo avviene con l'aiuto di 2 termistori tipo K 151 (Siemens & Halske). Poiché la tensione di batteria può oscillare, è anche prevista una stabilizzazione del punto di lavoro con diodi BA 103 che lavorano nel senso diretto.

Il consumo necessario per questo circuito può sembrare relativamente alto, tuttavia rappresenta una possibile soluzione dell'esistente problema nella tecnica senza trasformatori.

Il condensatore di uscita di 500 μF si trova, nel funzionamento come autoradio, sulla diagonale del ponte, mentre nel funzionamento come portatile si trova in serie alla resistenza di carico, perciò non deve essere un condensatore polarizzato.

Dati tecnici

Tensione di esercizio	6V	9V
Potenza di uscita	2W	1W
Resistenza di carico	8Ω	8Ω
Tensione di ingresso per comando a pieno carico	10mV	10mV

ORGANIZZAZIONE DI VENDITA
DEI PRODOTTI G.B.C electronics IN ITALIA

ANCONA - Via De Gasperi 40
AOSTA - Via Guedoz 2
AVELLINO - Via Tagliamento 49 bis
BIELLA - Via Elvo 16
BOLOGNA - Via G. Brugnoli 1/A
BOLZANO - P.zza Cristo Re 7
BRESCIA - Via G. Chiassi 12/C
CAGLIARI - Via Manzoni 21/23
CALTANISSETTA - Via R. Settimo 10
CASERTA - Via C. Colombo 13
CATANIA - L.go R. Pilo 30
CINISELLO B. - V.le Matteotti 66
CIVITANOVA M. - Via G. Leopardi 12
COSENZA - Via A. Miceli 31/A
CREMONA - Via Del Vasto 5
FERRARA - Via XXV Aprile 99
FIRENZE - Via Gaetano Milanesi 28/30
GENOVA - P.zza J. Da Varagine 7-8/r
GENOVA - Via Borgoratti 23/I/R
GORIZIA - Via Degli Arcadi 4/A
IMPERIA - Via F. Buonarroti - P.zzo Podestà
LA SPEZIA - Via Fiume 18
LECCO - Via Don Pozzi 1
LIVORNO - Via Della Madonna 48
MACERATA - Via Spalato 48
MANTOVA - P.zza Arche 8
MESSINA - P.zza Duomo 15
MESTRE - Via Cà Rossa 21/B
MILANO - Via Petrella 6
MILANO - Via G. Cantoni 7
NAPOLI - C.so Vittorio Emanuele 700/A
NAPOLI - Via Camillo Porzio 10/A-10/B
NOVI LIGURE - Via Amendola 25
PADOVA - Via Alberto Da Padova
PALERMO - P.zza Castelnuovo 48
PARMA - Via Alessandria 7
PAVIA - Via G. Franchi 10
PERUGIA - Via Bonazzi 57
PESARO - Via Guido Postumo 6
PESCARA - Via Messina 18/20
REGGIO E. - V.le Monte S. Michele 5/EF
RIMINI - Via Dario Campana 8/A/B
ROMA - V.le Dei Quattro Venti 152/F
ROMA - V.le Carnaro 18/A/C/D/E
ROVIGO - Via Porta Adige 25
SAN BENEDETTO DEL TRONTO
V.le De Gasperi 2/4/6
SAN REMO - Via Galileo Galilei 5
(ang. C.so Inglesi)
TERNI - Via Delle Portelle 12
TORINO - Via Chivasso 8/10
TORINO - Via Nizza 34
TRAPANI - Via G. B. Fardella 15
TRIESTE - Via Fabio Severo 138
UDINE - Via Marangoni 87/89
VERONA - Via Aurelio Saffi 1
VICENZA - Contrà Mure Porta Nuova 8

SEMPLICI CIRCUITI A TRANSISTOR PER IMPIEGHI INDUSTRIALI

In questa terza puntata di una breve serie di articoli, che conclude l'argomento, descrivendo il modo in cui i semplici circuiti fondamentali, che sono stati descritti ed esaminati in precedenza, possono essere utilizzati contemporaneamente, per allestire un dispositivo a tempo che si presta a numerosi tipi di impiego. A titolo di esempio, il dispositvo al quale ci riferiamo può essere usato per controllare un gruppo di saldatrici elettriche, in modo tale che la potenza di picco richiesta non superi quella dissipata da una sola saldatrice.

L'apparecchiatura che ci accingiamo a descrivere è destinata ad un impiego assai più particolare che non il generatore di impulsi che abbiamo descritto nella puntata precedente. Essa — inoltre — è utile per illustrare la notevole semplicità con la quale è possibile combinare le caratteristiche funzionali di semplici circuiti elettronici, per ottenere utili dispositivi che possono trovare ampio campo di applicazioni nelle diverse branche dell'industria.

GENERATORE AD IMPULSI SFALSATI

Il generatore ad impulsi sfalsati illustrato alla **figura 21** utilizza il circuito di un multivibratore, al quale è stata apportata qualche modifica. Nei confronti della applicazione particolare della quale stiamo per occuparci, i valori della frequenza di ripetizione degli impulsi, come pure quella della durata dei medesimi, non è critico.

Ciò nonostante, usufruendo dei valori dei componenti, così come appaiono riportati nel circuito illustrato, la durata di ogni singolo impulso ammonta approssimativamente a 120 microsecondi, mentre la frequenza di ripetizione degli impulsi, vale a dire il tempo entro il quale si verifica ognuno di essi, compreso l'intervallo tra l'impulso stesso e quello successivo, ammonta all'incirca a 740 microsecondi.

Sebbene nel caso considerato non sia indispensabile disporre di impulsi di durata così notevole, per ottenere impulsi di durata molto più breve, con la medesima frequenza di ripetizione, sarebbe necessario — anzi indispensabile — ricorrere all'impiego di circuiti elettronici notevolmente più complessi.

Circuito « NAND Gate » a cinque ingressi

Il circuito di principio è già stato illustrato alla figura 9 (vedi alla prima puntata su questa stessa rivista). Il medesimo circuito, caratterizzato da cinque ingressi separati, facenti tutti capo all'estremità positiva di un diodo del tipo ZS70, come

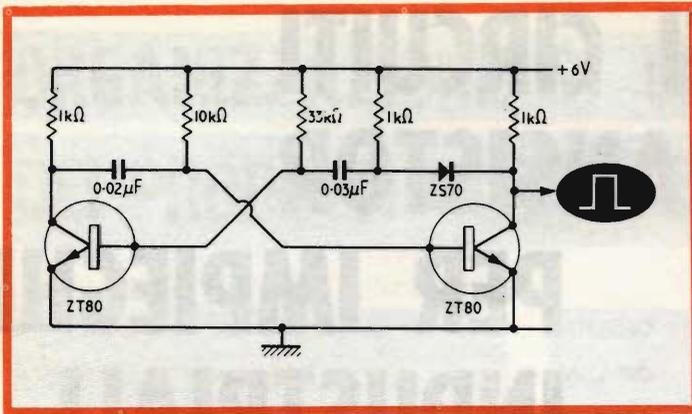



Fig. 21 - Circuito elettrico del generatore di impulsi sfalsati. È facile constatare che esso non è altro che il circuito di un multivibratore, al quale è stata apportata qualche lieve modifica, consistente nell'aggiunta di un diodo e nella variazione di uno dei valori resistivi nonché nell'asimmetria delle due capacità di accoppiamento.

illustrato alla **figura 22,** viene usato in questo caso particolare.

Circuito « NAND Gate » a due ingressi

Questo circuito, illustrato alla **figura 23,** è del tutto simile a quello riportato alla figura 22, ad eccezione del fatto che — in questo caso — vengono usati due soli diodi di ingresso, e la resistenza di carico viene sostituita dall'avvogimento di eccitazione di un relé, avente una resistenza interna di 400 ohm, con annesso in parallelo un diodo avente il compito di sopprimere gli impulsi di extra-corrente. Oltre a ciò, il tempo di responso dell'intero circuito viene diminuito mediante la omissione del condensatore di accelerazione del responso, e mediante l'impiego di un condensatore di maggiore capacità, collegato tra la base e l'emettitore.

Contatore a circuiti bistabili

Questo circuito è costituito da tre multivibratori del tipo bistabile, da un circuito « NAND Gate » a tre ingressi, e da uno stadio invertitore di polarità (vedi il circuito di principio illustrato nella prima puntata di questa serie).

La **figura 24** rappresenta lo schema a blocchi dell'intero dispositivo definito appunto col nome di contatore a circuiti bistabili. Il circuito elettrico completo, costituito da otto transistori formanti ciascuno uno stadio separato, verrà invece illustrato più avanti.

Il principio di funzionamento di un dispositivo di questo tipo è assai più complesso che non quello dei circuiti di cui ci siamo occupati precedentemente, per cui riteniamo necessario — a questo punto —

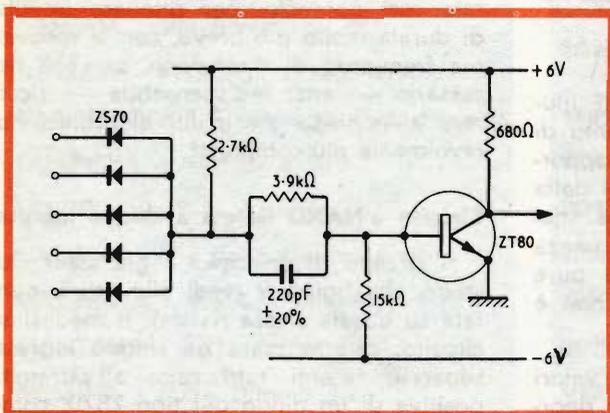
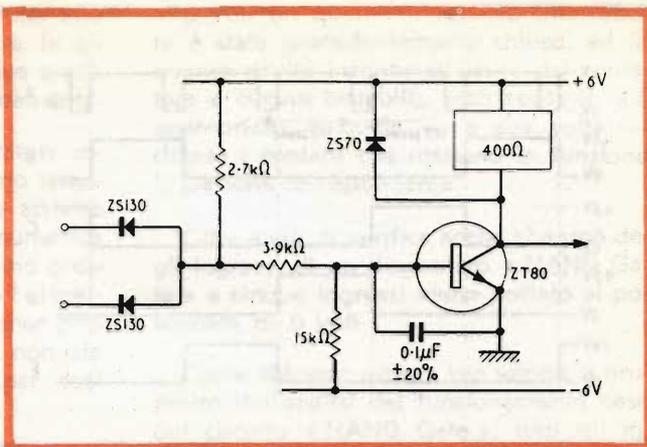



Fig. 22 - Esempio di circuito « NAND Gate » del tipo a cinque ingressi. Ciascun ingresso è costituito da un diodo, attraverso il quale deve passare il segnale applicato. La costante di tempo data dai valori RC in parallelo nel circuito di base determina la caratteristica della frequenza degli impulsi con i quali il dispositivo deve funzionare.

Fig. 23 - Esempio di un circuito « NAND Gate », del tipo a due ingressi. In questo caso, il carico di collettore è costituito da un relé la cui bobina di eccitazione presenta una resistenza di 400 ohm. Il relé è munito di una sola coppia di contatti. Il diodo collegato in parallelo alla suddetta bobina di eccitazione serve per smorzare le oscillazioni parassite.

inserire una breve spiegazione descrittiva.

In corrispondenza di ciascuno degli impulsi di ingresso, uno qualsiasi degli stadi dell'intero circuito assume la condizione (che può essere sintetizzata nei simboli « 0 » o « 1 ») dello stadio precedente, prima che l'impulso stesso venga applicato (ciò, tenendo però presente che il circuito « NAND Gate » e l'invertitore di polarità rappresentano un unico stadio).

Il metodo adottato per il collegamento garantisce che la condizione « 1 » si verifichi soltanto in un unico stadio alla volta. Ne deriva pertanto che la condizione « 1 » circola attraverso i quattro stadi consecutivi, per ciascuno degli impulsi di ingresso, e proseguendo in un solo stadio alla volta, così come si osserva nello schema delle forme d'onda di cui alla **figura 25.**

DESCRIZIONE DEL DISPOSITIVO A TEMPO

Schema generale

Concettualmente, il funzionamento dell'apparecchiatura, così come è illustrata alla **figura 26,** è il seguente: sono previste **quattro stazioni** separate (che possono consistere in quattro diversi operatori), A, B, C e D, ciascuna delle quali viene azionata

Fig. 24 - Schema a blocchi di un contatore del tipo a circuiti bistabili. A rappresenta l'ingresso degli impulsi sfalsati. B1 e B2 sono gli ingressi al contatore, C1 e C2 le uscite. D rappresenta la uscita unificata, che segue un percorso diverso da quello seguito dalle due uscite facenti capo al circuito bistabile E. F rappresenta il circuito « NAND Gate » a tre ingressi, e G l'invertitore di polarità.

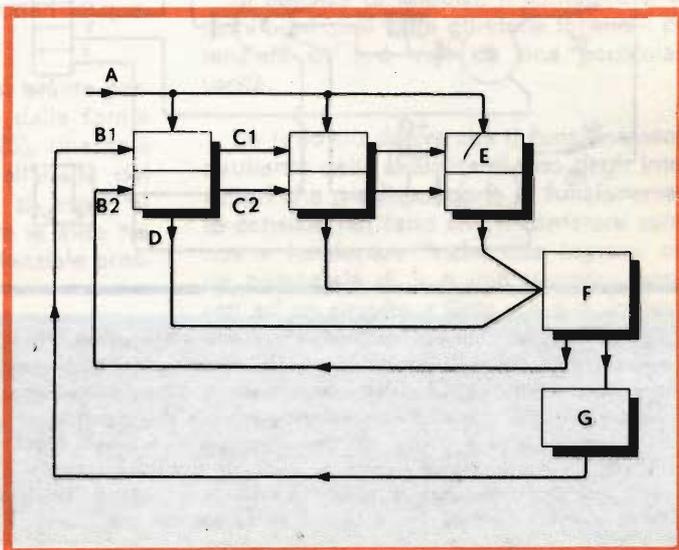
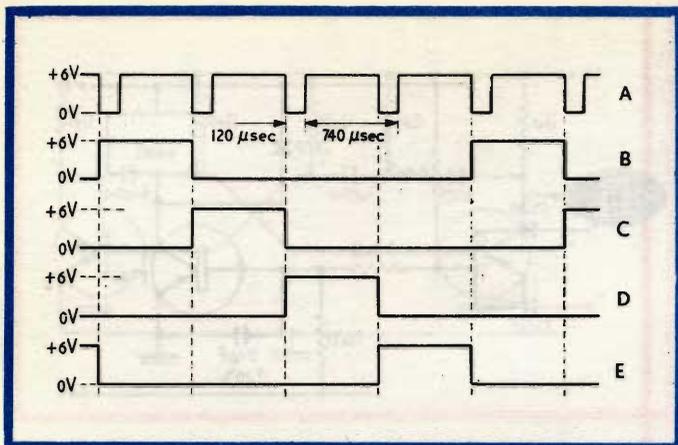



Fig. 25 - Rappresentazione schematica delle forme d'onda dei segnali presenti nel contatore a circuiti bistabili, di cui alla fig. 24. Dall'alto in basso, i cinque segnali espressi graficamente rappresentano: A, gli impulsi sfalsati; B, la uscita 1 sul collettore di Tr9; C, l'uscita 2 sul collettore di Tr11; D, l'uscita 3 sul collettore di Tr13, ed E l'uscita 4 sul collettore di Tr15.

da un suo relé individuale (i relé sono contrassegnati da **WA** a **WD**), e da un interruttore (gli interruttori sono contrassegnati da **PA** a **PD**).

L'addetto al funzionamento di ogni singola stazione provvede a chiudere il suo proprio interruttore non appena è pronto a lavorare: tuttavia, il dispositivo funziona

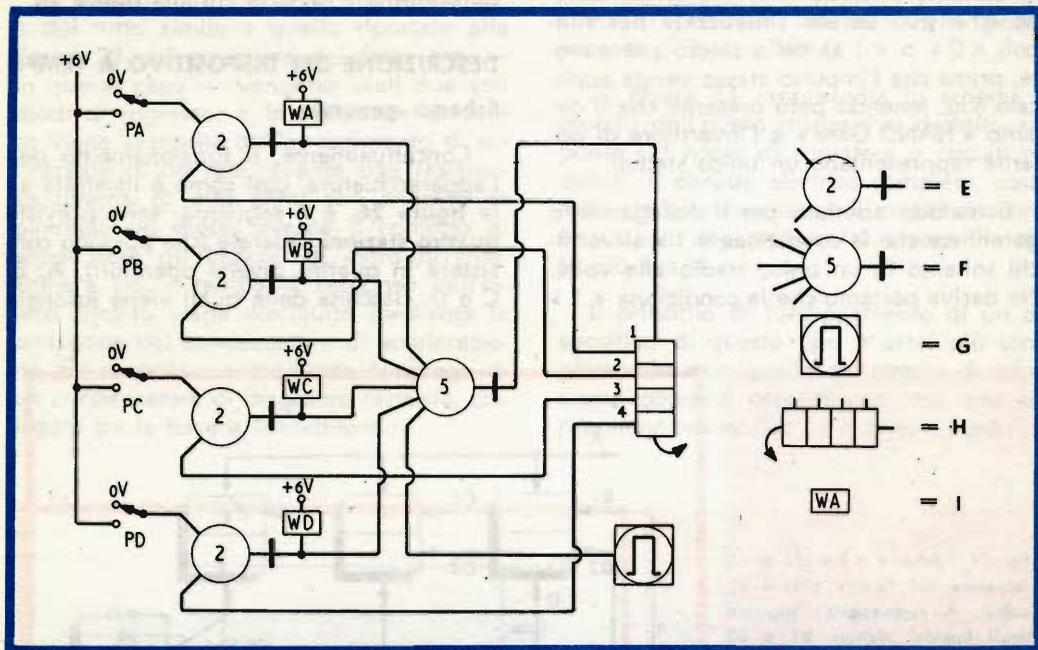



Fig. 26 - Schema a blocchi dell'intero dispositivo a tempo. PA, PB, PC e PD rappresentano gli interruttori che predispongono per il funzionamento le apparecchiature applicate alle quattro stazioni controllate. I numeri riportati a destra individuano le quattro uscite disponibili. I simboli adottati hanno i seguenti significati: E = Circuito « NAND Gate » a due ingressi, nel quale due ingressi a + 6 volt forniscono un'uscita a 0 volt, altrimenti l'uscita è a + 6 volt. F = Circuito « NAND Gate » a cinque ingressi, nel quale cinque ingressi a + 6 volt forniscono un'uscita a 0 volt, altrimenti l'uscita è a + 6 volt. G = Generatore di impulsi positivi. H = Contatore ciclico a quattro stati consecutivi (contatore a circuiti bistabili). I = Bobina di eccitazione del relé.

in modo tale che una sola stazione alla volta risulti in grado di funzionare. In altre parole, non è possibile che due o più stazioni funzionino contemporaneamente.

Ne deriva che, se diversi operatori sono pronti a lavorare nel medesimo istante, essi possono svolgere la loro attività soltanto secondo una sequenza numerica (non necessariamente nel medesimo ordine secondo il quale essi chiudono i rispettivi interruttori). Occorre però tener presente che qualsiasi stazione che non sia effettivamente pronta viene — per così dire — scavalcata.

L'unica funzione che deve essere compiuta dall'operatore consiste nel chiudere l'interruttore che lo predispone in posizione di « pronto per lavorare ». Il funzionamento effettivo viene iniziato invece dall'apparecchiatura di commutazione, la quale provvede a chiudere il relé della stazione in oggetto al momento opportuno.

Non appena avremo perfezionato la descrizione di questa apparecchiatura, ne discuteremo dettagliatamente l'utilità.

Principio di funzionamento

La figura 26 già citata illustra lo schema a blocchi dell'impianto, e reca anche la spiegazione dei simboli adottati in questo caso.

Come si è già detto, in ogni istante particolare (ciò che risulta anche dalle forme d'onda illustrate alla figura 25), una sola delle quattro linee presenti all'uscita del contatore a circuiti bistabili si trova al potenziale di + 6 Volt, mentre le altre tre linee vengono ad avere un potenziale prossimo a 0 volt.

Di conseguenza, è chiaro che il potenziale di + 6 volt viene applicato **alternativamente ed a turno** ad un solo ingresso di ciascuno dei dispositivi « NAND Gate » a due ingressi.

Quando uno di questi « Gate » presenta entrambi gli ingressi al potenziale di + 6 volt (in quanto il relativo interruttore è stato precedentemente chiuso, ed in quanto risulta inserito all'uscita del contatore a circuiti bistabili), esso eccita il relé appropriato, il quale — a sua volta — chiude i contatti che mettono in funzione la stazione corrispondente.

Oltre a ciò, si verifica anche che uno degli ingressi di un dispositivo « NAND Gate » a cinque ingressi viene portato al potenziale di 0 volt.

Come abbiamo visto a suo tempo, a proposito dell'analisi del funzionamento base del circuito « NAND Gate », tutti gli ingressi devono essere nello stato « 1 » (+ 6 volt) affinché l'uscita sia tale da determinare lo stato « 0 » (0 volt).

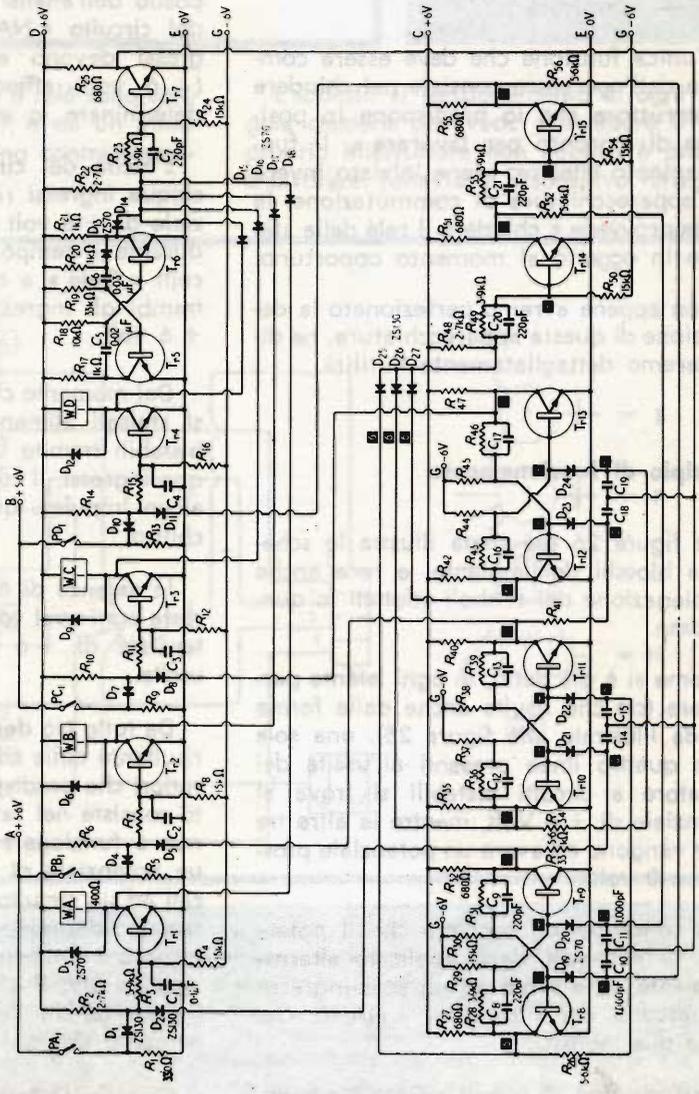
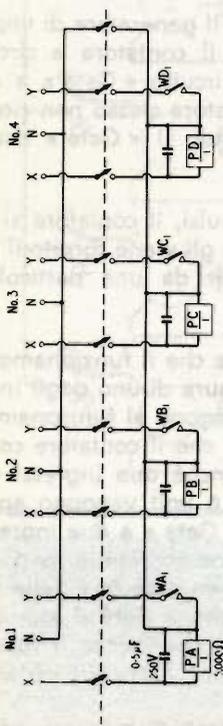
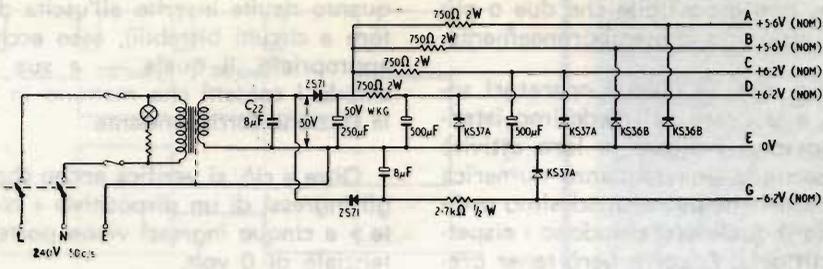
L'uscita del circuito « NAND Gate » a cinque ingressi rimane pertanto al potenziale di + 6 volt (circuito « Gate » chiuso) durante il tempo in cui ciascuno dei circuiti « Gate » a due ingressi presenta entrambi gli ingressi stessi al potenziale di + 6 volt.

Dal momento che il generatore di impulsi sfalsati alimenta il contatore a circuiti bistabili tramite il circuito « Gate » a cinque ingressi, il contatore stesso non riceve alcun impulso, quando il « Gate » risulta chiuso.

In assenza di impulsi, il contatore si arresta ogni qual volta gli viene fornito il potenziale di + 6 volt da una particolare uscita.

Da tutto ciò deriva che il funzionamento risultante della chiusura di uno degli interruttori che predispongono al funzionamento consiste nel fatto che il contatore continua a funzionare finché due ingressi con un potenziale di + 6 volt vengono applicati ad un circuito « Gate » a due ingressi, che uno dei relé viene eccitato in modo da iniziare il funzionamento di una delle stazioni, e che il circuito « Gate » a cinque ingressi si chiude, il che blocca il funzionamento del contatore a circuiti bistabili.

Quando l'interruttore di « pronto per il funzionamento » viene aperto, il relé vie-

ne diseccitato, ed il contatore a circuiti bistabili torna a funzionare, e continua finché trova un altro interruttore chiuso.

In questo modo l'intero circuito compie la funzione ad esso richiesta.

La **figura 27** illustra il circuito elettrico completo del dispositivo, unitamente al relativo alimentatore, recante a destra i contrassegni di collegamento da **A** a **G**), con a lato i valori nominali delle tensioni fornite.

Precisiamo che nella sezione superiore del circuito elettrico, le lettere **N, X** ed **Y** hanno il seguente significato:

N = neutro

X = tensione alternata a 240 volt, controllata per ogni stazione dall'apposito interruttore

Y = tensione alternata di 240 volt, che dà luogo al funzionamento.

Le quattro serie di terminali XNY contrassegnate in alto da **1** a **4** rappresentano le stazioni.

Il circuito costituito dai transistori numerati da **Tr1** a **Tr7** termina con i terminali **D, E** e **G**, che fanno capo alla sezione di alimentazione, come pure i terminali **C, E** e **G** della sezione inferiore.

Tutti i transistori sono del tipo ZT80, ed i valori riportati nei quadratini neri dello schema rappresentano lo stato particolare in cui si trova il contatore a circuiti bistabili.

Facciamo notare che nel circuito primario dell'alimentatore è stata inserita una lampada indicatrice al neon, in serie ad una resistenza, che funge da lampada spia, e che la capacità C22 ha il compito di sopprimere i segnali transitori provenienti dalla rete.

Caratteristiche speciali del circuito

I componenti D1, R1 ecc., presenti all'ingresso dei circuiti « Gate » a due ingressi vengono usati per consentire ai contatti degli interruttori contrassegnati da PA a PD di essere normalmente aperti. Ciò determina una maggiore sicurezza di funzionamento, nell'eventualità che i contatti siano sporchi, cosa che accadrebbe facilmente con contatti normalmente chiusi, collegati tra l'ingresso e la massa.

I condensatori da C1 a C4 provvedono a ritardare l'effetto degli impulsi, onde impedire agli impulsi di minore durata di passare attraverso il contatore a circuiti bistabili, provocando così un funzionamento difettoso.

La **figura 28** illustra infine le forme d'onda dei segnali di ingresso e di uscita di un circuito « Gate » a due ingressi, in corrispondenza della chiusura (**a**) e dell'apertura (**b**), dei contatti di uno degli interruttori che predispongono al funzionamento.

Il notevole ritardo provocato dall'aggiunta di un condensatore di forte capacità (C3) non è necessario — in circostanze normali — per ottenere un funzionamento corretto. Tuttavia, esso viene deliberatamente inserito per ridurre la sensibilità da parte del circuito « Gate » nei confronti delle interferenze quali — ad esempio — quelle prodotte dalle scintille che si verificano tra i contatti di un relé, ecc.

I diodi di commutazione ad alta velocità sono necessari per gli ingressi del circuito « Gate » che risultano collegati direttamente al contatore a circuiti bistabili: tuttavia, in altri punti del circuito, si dimostrano altrettanto soddisfacenti i diodi comuni del tipo ZS70.

I relé non devono essere montati troppo vicino al circuito elettronico, ed è pre-

Fig. 27 (sulla pagina a lato) - Circuito elettrico completo, con i valori dei componenti, del dispositivo a tempo descritto in ultima analisi. A meno che non sia diversamente precisato, tutte le resistenza sono del tipo Dubilier da 0,5 watt, con una tolleranza del 10% in più o in meno. I simboli « WA » rappresentano gli avvolgimenti di eccitazione dei relé. PA, PB ecc. rappresentano gli interruttori di predisposizione al funzionamento. Lo stato dei diversi circuiti (polarità della tensione, o valore della stessa in volt) è rappresentato in vari punti del circuito nei quadratini neri.

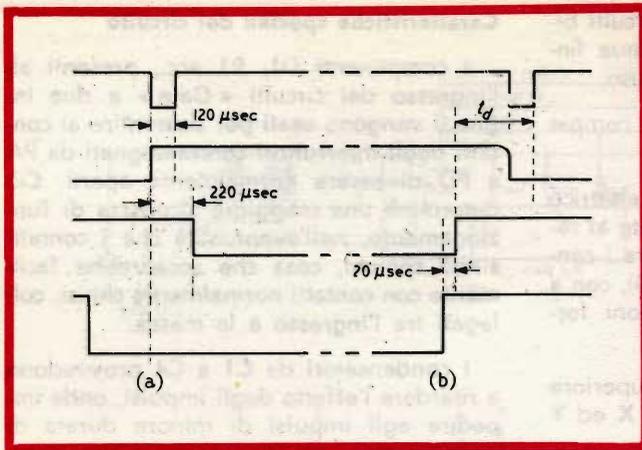



Fig. 28 - Rappresentazione schematica delle forme d'onda dei segnali presenti all'ingresso ed all'uscita di un circuito « Gate » a due ingressi.

feribile che siano schermati. Nei casi in cui si verificano forti interferenze elettriche, l'intero circuito che esclude il collegamento sia alla rete di alimentazione, sia alle quattro stazioni, deve essere completamente schermato in un involucro di acciaio, collegato a massa. In alcuni casi, è persino necessario applicare dei filtri sulla linea di ingresso.

Nella figura 28, l'intervallo di 220 microsecondi è dovuto al ritardo provocato da C4 e dalla resistenza di ingresso. La prima serie di impulsi rappresentata in alto illustra gli impulsi prodotti dal generatore: il secondo segnale dall'alto in basso è quello disponibile sul collettore del transistore Tr13, il terzo sul collettore di Tr3, ed il quarto in corrispondenza dei contatti di PC1. Nei confronti di quest'ultimo segnale (l'ultimo in basso), i contatti citati sono aperti in corrispondenza del tratto superiore di inizio (a sinistra), e sono invece chiusi in corrispondenza del tratto orizzontale inferiore.

Il periodo di tempo indicato con t_d è compreso tra 0 e 740 microsecondi, a seconda dell'istante di apertura dei contatti di PC1. Nella eventualità che questo periodo di tempo si approssimi al valore critico, corrispondente al soglia di commutazione degli stadi del contatore a circuiti bistabili, ed anche a causa di tolleranze dei componenti, può accadere che due uscite del contatore stesso forniscano contemporaneamente il potenziale di +6 volt.

In tal caso, il circuito « NAND Gate » a tre ingressi provvede automaticamente a correggere questo stato di cose, entro un ciclo completo del contatore.

Ove si presenti la necessità di impedire questo erroneo funzionamento, è necessario collegare un differenziatore ed un circuito monostabile tra il collettore di Tr7 e la linea che pilota il contatore a circuiti bistabili.

Questo circuito può essere simile al differenziatore abbinato ad un generatore di impulsi a durata variabile, illustrato nella puntata precedente alla figura 18(b), ad eccezione del fatto che C4 può essere del valore fisso di 2.000 picofarad, mentre la resistenza variabile di controllo da 15.000 ohm risulta inutile.

Gli impulsi da applicare al contatore a circuiti bistabili possono essere prelevati dalla resistenza di carico di collettore, avente il valore di 680 ohm.

Gli alimentatori

L'impiego di diodi a tensione di riferimento e di bassa potenza consente una buona stabilizzazione della tensione, nella eventualità che la tensione di rete presenti forti variazioni di ampiezza. Le sezioni di alimentazione sono state suddivise allo scopo di limitare la dissipazione da parte dei suddetti diodi a tensione di riferimento. I condensatori aggiuntivi di livellamento sono necessari soltanto per le alimentazioni **C** e **D**.

Funzionamento a bassa velocità

Agli effetti dell'osservazione del funzionamento corretto del circuito, oppure agli effetti della manutenzione, la velocità di funzionamento del contatore a circuiti bistabili può essere diminuita ad un valore conveniente. Ciò può essere ottenuto assai facilmente, collegando in parallelo alle capacità C5 e C6 del multivibratore due condensatori, rispettivamente della capacità di 25 e di 50 microfarad.

In tali condizioni, il funzionamento dell'intero circuito può essere osservato sia mediante l'impiego di voltmetri, sia mediante indicatori di funzionamento derivati sulle uscite del contatore a circuiti bistabili.

Ampliamento dell'impianto

L'impianto è facilmente suscettibile di impliamento, al fine di controllare un numero maggiore di stazioni, come pure può essere facilmente ridotto per controllarne un numero minore. Ad esempio, per controllare sei stazioni anziché quattro, è necessario aggiungere altri due circuiti « NAND Gate » a due ingressi, oltre a due ulteriori circuiti bistabili, e ad altri due diodi di ingresso, per i circuiti «Gate» Tr7 e Tr14.

APPLICAZIONI DEL DISPOSITIVO

Il dispositivo che abbiamo testé descritto è stato tenuto in funzione per oltre un anno per controllare il funzionamento di un gruppo di saldatrici elettriche, funzionanti in un impianto di produzione industriale. Il sistema di suddivisione nel tempo dei periodi di alimentazione delle varie saldatrici permette di far sì che la potenza di picco richiesta dall'intero gruppo non superi quella richiesta da una sola saldatrice, con un ovvio vantaggio agli effetti dell'economia.

Dal momento che i veri e propri periodi di funzionamento della saldatrice sono di breve durata, in rapporto ai periodi di tempo necessari per la preparazione dei vari pezzi da saldare, si ottiene un totale trascurabile dei periodi di interruzione agli effetti della produzione, mentre — d'altro canto — il lavoro tende ad essere equamente suddiviso tra gli operatori.

Tra le altre possibilità di applicazione di questo interessante dispositivo citeremo:

1) La distribuzione di materiale proveniente dalle fonti di produzione, per separare tra loro le linee di fabbricazione.

2) La ripartizione equa tramite un numero adeguato di canali di produzione, in una macchina speciale per lavorazioni automatiche.

3) Il controllo del funzionamento degli impianti di segnalazione: ad esempio, per il controllo continuo della temperatura presente in più punti separati di un edificio.

In alcune applicazioni particolari, è più utile il funzionamento a bassa velocità, in quanto — in tal modo — è possibile per ogni singolo operatore fermarsi in qualsiasi momento durante un ciclo di scansione.

CONCLUSIONE

L'analisi del funzionamento del dispositivo costituisce la conclusione di questa serie di articoli. Riteniamo di aver esposto con sufficiente chiarezza le varie fasi del funzionamento. Ciò che invece non abbiamo sviluppato integralmente, è l'infinita possibilità di impiego di una siffatta apparecchiatura. Ciò comunque avrebbe richiesto uno spazio notevolmente maggiore. Precisiamo comunque che il funzionamento si basa sostanzialmente sull'apertura e chiusura di circuiti di utilizzazione derivati da una sorgente di energia, tenendo conto però del fatto che il funzionamento di ogni apparecchio alimentato è subordinato alla precedente chiusura di un interruttore a mano, che lo predispone per il funzionamento.

Mediante l'aggiunta di circuiti supplementari, identici a quelli descritti, è inoltre possibile — ripetiamo — aumentare a piacere il numero delle apparecchiature comandate.

FOTOAMPLIFICATORI CON TRANSISTOR AL SILICIO

Nel corso di questo articolo vengono descritti tre esempi di fotoamplificatori, i quali si basano sull'uso di fotoelementi al silicio capaci di fornire una corrente proporzionale all'intensità luminosa.

La corrente di corto circuito dei fotoelementi al silicio è direttamente proporzionale alla intensità luminosa. Un fotoamplificatore con tali elementi deve essere perciò tanto più sensibile quanto più piccolo è il segnale di corrente necessario per pilotare l'amplificatore.

Per questa ragione i transistori planari al silicio si prestano per il comando di ingresso negli amplificatori a fotocellula.

Essi hanno elevati valori di guadagno e piccola corrente residua, possono perciò venire fatti funzionare su bassi punti di lavoro. È sufficiente allora una corrente di base molto piccola per pilotare l'amplificatore.

Una difficoltà deve però venire ancora superata. La tensione a vuoto dei fotoelementi al silicio ammonta a circa 0,5 V, mentre la tensione di soglia alla base del transistor planare è di circa 0,7 V. Per il superamento di questa tensione di soglia deve perciò venire addizionata alla tensione del fotoelemento una determinata tensione, in modo che possa venire saturato il transistor planare.

Poiché la tensione di soglia dei transistori è dipendente dalla temperatura, questa tensione di polarizzazione viene opportunamente ricavata mediante l'impiego di un diodo al silicio nel senso diretto, dato che la sua caduta di tensione dipende in maniera uguale dal coefficiente di temperatura.

Inoltre dato la ripida curva caratteristica di questi diodi, la tensione di polarizzazione non risulta influenzata dalle variazioni della tensione di alimentazione.

La figura 1 mostra un fotoamplificatore a 3 stadi nel quale è applicato il metodo

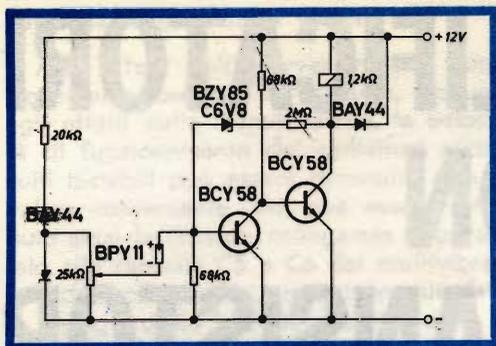



Fig. 1 - Fotoamplificatore a tre stadi con sensibilità di circa 100 lux.

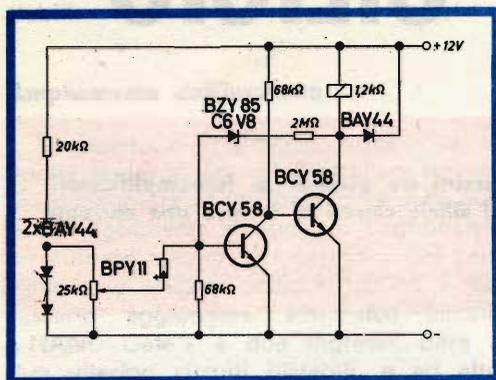



Fig. 2 - In questo amplificatore a due stadi, la scelta del punto di commutazione viene ottenuta mediante controreazione.

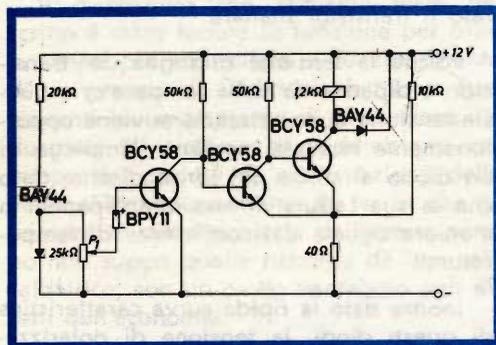



Fig. 3 - Questo circuito è simile a quello mostrato in figura 2, qui però il fotoelemento ha polarità invertite, per cui il relé è normalmente chiuso.

sopra descritto. Con il potenziometro P_1 viene regolata la tensione di polarizzazione su un determinato valore, tale che a fotoelemento oscurato il relé in uscita non venga eccitato.

Con adatta regolazione si può ottenere che già ad una intensità di illuminazione di 100 Lux il relé scatti.

Attraverso la resistenza di emettitore comune al secondo e terzo stadio viene ottenuto il punto della caratteristica di commutazione del circuito.

Una uguale sensibilità può venire ottenuta anche con lo schema a due stadi mostrato in figura 2; anche qui il relé si attira, quando il fotoelemento è illuminato, e la tensione di polarizzazione è scelta di valore tanto elevato che al buio il primo stadio è saturato.

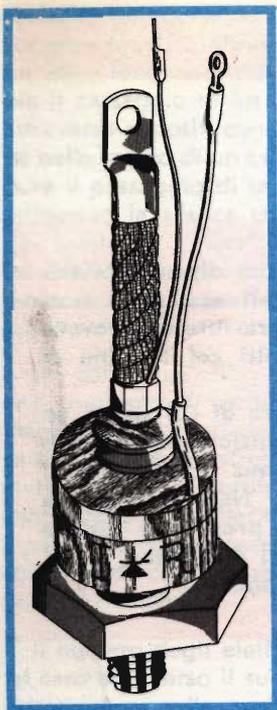
Vi sono perciò due diodi al silicio inseriti uno di seguito all'altro. La tensione del fotoelemento si sottrae dalla tensione di polarizzazione, con ciò il transistor di ingresso viene interdetto ed il relé scatta.

Il punto della caratteristica di commutazione viene qui raggiunto mediante un accoppiamento di reazione tramite un diodo zener e una resistenza.

L'accoppiamento reattivo può anche avvenire solo con una resistenza di 4 Mohm, esso comporta però una perdita nella sensibilità.

Lo schema secondo figura 3 si distingue da quello della figura 2 solo per il fotoelemento BPY 11 che ha polarità invertita e per il fatto che viene fissata una piccola tensione di polarizzazione.

Il circuito di ingresso corrisponde perciò ancora a quello usato nello schema di fig. 1. Dato che però qui si tratta di amplificatore a due stadi si ha con questo circuito una inversione di fase e il relé in uscita si diseccita alla illuminazione del fotoelemento. La sensibilità ammonta anche qui a circa 100 lux.

Estratto da Halbleiter Schaltbeispiele 1966 della Siemens & Halske.

IL RETTIFICATORE CONTROLLATO

a cura di L. Biancoli

Per approfondire la conoscenza nel campo dei rettificatori controllati, è necessario — come in ogni altro campo — procedere per gradi.

La prima parte di questa serie è stata una nota introduttiva, nella quale abbiamo preso in considerazione le caratteristiche essenziali di questi dispositivi semiconduttori, effettuando anche un utile confronto con altri dispositivi elettronici aventi caratteristiche e prestazioni apparentemente analoghe.

Questa volta, ci occuperemo del controllo della conduttività, al fine di mettere in assoluta evidenza le caratteristiche intrinseche del tipo di rettificatore che è oggetto di questa serie di articoli.

Partendo dalla teoria di conduzione dell'elettricità nei metalli, esamineremo la tecnica di movimento degli elettroni liberi, facenti cioè parte delle orbite più esterne degli atomi che costituiscono il corpo conduttore, per addentrarci poi — sia pure in forma superficiale — sullo studio della carica di elettroni.

Un breve accenno alla conduzione di correnti elettriche da parte dei corpi isolanti servirà poi da introduzione per considerare in forma meno succinta la teoria dell'energia degli elettroni-valenza, dopo di che potremo approfondire le nozioni relative alla conduzione nei semiconduttori.

Le proprietà di questi corpi sono tali, e talmente numerose, da costituire in un certo senso una sorpresa per chi non abbia già una discreta cultura in questo campo dell'elettronica. Vedremo infatti come, agendo sul numero degli elettroni liberi presenti in un corpo semiconduttore, sia possibile controllarne la conduttività per ottenere il risultato voluto.

Nei confronti del silicio, materiale semiconduttore attualmente impiegato su vasta scala per la fabbricazione di diodi e di transistori, le possibilità sono infinite. Per questo motivo riteniamo opportuno dedicare un certo spazio allo studio delle caratteristiche di questo materiale, e della tecnica in base alla quale è stato possibile conoscerne la struttura, la rigidità meccanica, il comportamento termico, e le reazioni al passaggio di una corrente elettrica.

PARTE SECONDA

I rettificatori controllati presentano una struttura interna che dipende principalmente dalle caratteristiche di funzionamento per le quali essi sono stati creati. D'altro canto, la necessità di sfruttare la loro struttura interna provoca alcuni effetti collaterali non desiderati, comunemente definiti col termine di caratteristiche secondarie.
Per comprendere le relazioni che intercorrono tra la struttura di cui sopra, ed il comportamento del rettificatore controllato durante il funzionamento sotto tensione, è necessario analizzare in primo luogo, ed in forma semplificata, il controllo della conduttività nei materiali semiconduttori. Naturalmente, la possibilità di controllare la suddetta conduttività è stata proprio il fattore determinante, che ha reso possibile la realizzazione di tutti i dispositivi, il cui funzionamento si basa sulle caratteristiche dei corpi semiconduttori.

La descrizione che segue fornisce un quadro sinottico delle proprietà fisiche dei semiconduttori, e di come le suddette proprietà possano essere sfruttate per alterare deliberatamente la conduttività elettrica da parte di un frammento di materiale solido.

Beninteso, non intendiamo addentrarci nella trattazione della fisica dei solidi: tuttavia, chiunque desideri documentarsi a fondo su questo argomento, non avrà difficoltà a trovare in commercio numerose fonti didattiche, più o meno a carattere scientifico e più o meno aggiornate, sulla fisica dei corpi semiconduttori allo stato solido.

Per poter chiarire nella forma migliore lo scopo e la tecnica di funzionamento del rettificatore controllato, è necessario conoscere a fondo i principi che governano il passaggio di una corrente elettrica in un semiconduttore, ed in modo particolare nel silicio. Da ciò, si deduce facilmente che il corpo di silicio stratificato costituisce la parte attiva del dispositivo. La conduzione attraverso tale corpo viene deliberatamente variata ad opera della corrente e della tensione ad esso applicate, tramite i relativi elettrodi.

La struttura interna e gli elettrodi che vengono applicati al corpo stratificato di silicio hanno il compito di trasferire **gli effetti** del controllo della conduttività, per ottenere il controllo indiretto della quantità di energia attraverso lo stesso rettificatore.

Per conseguire la possibilità di esercitare un'azione di controllo su di un dispositivo, variandone la conduttività, è stato necessario studiare e comprendere il comportamento della conduzione delle correnti elettriche nei corpi solidi. A tale scopo, sono stati sviluppati vari metodi atti ad influenzare la conduzione dell'elettricità variando le proprietà dei materiali, ed incorporando particelle eterogenee in un corpo omogeneo. Per questo motivo, la nostra dissertazione avrà inizio nei confronti dei materiali semplici, per passare poi allo studio delle sostanze più complesse, al fine di chiarire la reciproca influenza, allorché queste vengono riunite in un unico corpo solido.

LA CONDUZIONE NEI METALLI

I metalli, come ad esempio il rame ed il ferro, sono universalmente noti come ottimi conduttori della corrente elettrica. Tut-

tavia, se paragoniamo il passaggio di una corrente elettrica attraverso un metallo ad un altro fenomeno fisico, come ad esempio il passaggio di un liquido o di un gas attraverso appositi condotti, la propagazione nello spazio di un campo magnetico, oppure il passaggio di una corrente elettrica attraverso la scarica che si verifica in un gas rarefatto, la facilità con la quale una corrente può essere trasportata internamente ad un corpo metallico assume un aspetto assai più interessante.

Un corpo metallico, anche se presenta una lunghezza di molti chilometri, allorché viene sottoposto ad una certa differenza di potenziale tra le estremità, si comporta in modo tale da assorbire elettroni da una estremità, e da renderli disponibili all'altra, a patto che venga messo in contatto diretto con un altro corpo conduttore (ad esempio, un altro metallo).

Il numero degli elettroni che passano in tal caso attraverso il suddetto conduttore è astronomico, e l'energia consumata per il loro passaggio è invece assai ridotta. Evidentemente, il metallo non subisce alcuna influenza a causa del passaggio degli elettroni, né presenta l'esigenza di un particolare grado di purezza, di orientamento, o di una determinata struttura cristallina. È infatti noto che la corrente elettrica scorre facilmente sia nei metalli allo stato puro, sia nei metalli costituiti da leghe di vari metalli tra loro. Naturalmente, si hanno però alcune lievi differenze, agli effetti della conduttività, della resistenza elettrica, del consumo di energia, e del calore che si sviluppa, nonché dell'intensità del campo magnetico provocato dal passaggio degli elettroni.

Il movimento degli elettroni liberi

La libertà di movimento internamente ai corpi metallici, che caratterizza gli **elettroni liberi,** rappresenta il risultato riscontrabile del fatto che i metalli — quando si solidificano raffreddandosi — organizzano i loro nuclei atomici in cristalli, trattenuti assieme tra loro ad opera degli elettroni che ruotano intorno ai nuclei nelle orbite più esterne. Questi, denominati appunto elettroni liberi, sono tra loro così completamente e liberamente interlacciati, che possono spostarsi nell'intera struttura cristallina — ad esempio, in seguito a fenomeni termici — senza che questa subisca alcuna alterazione.

Occorre però precisare che gli elettroni che ruotano nelle orbite esterne degli atomi sono gli unici che hanno la possibilità di spostarsi da un atomo all'altro. A titolo di esempio, citeremo il fatto che il rame è caratterizzato da atomi ciascuno dei quali contiene esattamente 29 elettroni. In un frammento di rame — tuttavia — ogni atomo risulta fisso e stabile nella struttura cristallina, con 28 elettróni che ruotano nelle relative orbite: solo l'ultimo, il ventinovesimo, è libero di muoversi, e di contribuire in tal modo al passaggio di una corrente elettrica nel corpo di cui fa parte.

Da ciò si deduce che la distinzione tra gli elettroni dell'atomo e gli elettroni di **legamento** tra gli atomi è assai importante. Nei semiconduttori, quasi tutti gli elettroni fanno parte intrinseca dell'atomo, per cui il numero degli elettroni liberi di muoversi risulta assai ridotto.

In sostanza, le particelle atomiche che costituiscono i metalli sono tenute strettamente assieme tra loro ad opera degli elettroni liberi: i nuclei atomici sono in equilibrio intrinseco, in quanto le cariche positive del nucleo (protoni) sono perfettamente bilanciate e neutralizzate dalle cariche negative degli elettroni. Quando però un elettrone libero si distacca da un atomo, questo viene ad avere una carica positiva in eccesso, che ne turba l'equilibrio, mentre l'elettrone mobile costituisce la carica negativa corrispondente.

Nella loro struttura, gli atomi rappresentano pertanto una carica positiva uniformemente distribuita, di enorme intensità. Questa carica strutturale può essere bilanciata in modo uniforme da una nuvola di cariche negative, costituita da elettroni liberi che si muovono a caso da un atomo all'altro. Queste cariche interpenetranti si attraggono e si trattengono l'una con l'altra.

Dal momento che le diverse unità cristalline che costituiscono un metallo sono tra loro intimamente unite, in modo tale che gli elettroni liberi si trovino in condizioni di potersi spostare da una all'altra assai facilmente, la corrente elettrica scorre attraverso l'intero corpo metallico.

Nonostante il loro libero movimento, il numero medio di elettroni liberi per unità di volume viene tenuto rigorosamente costante a causa dell'attrazione estremamente intensa tra gli elettroni stessi ed i nuclei atomici. Di conseguenza, se una quantità di elettroni in eccesso viene introdotta in una delle estremità di un corpo metallico costituito da una successione di unità cristalline, è necessario asportarne un medesimo numero dall'altra estremità. Ciò costituisce uno dei principi dell'elettrologia basilare, stabilito a suo tempo da Kirchhoff.

Le cariche di elettroni

Quando in un corpo vengono accumulati degli elettroni in eccesso in rapporto a quelli già in esso esistenti, che equilibrano le cariche positive, si dice che quel corpo possiede una **carica negativa.** Peraltro, è anche possibile che una certa quantità di elettroni liberi venga asportata da un corpo in equilibrio, nel quale caso si dice che quel corpo possiede una **carica positiva.** Occorre però tener presente il fatto che il numero relativo di elettroni che può essere aggiunto o asportato è estremamente ridotto, in rapporto al numero degli elettroni liberi disponibili.

Ad esempio, un corpo cubico di rame, avente un lato di 25 millimetri, contiene approssimativamente 10^{24} nuclei, ciascuno dei quali — come si è detto dianzi — dispone di un elettrone libero. Di conseguenza, gli elettroni liberi sono disponibili nel medesimo numero. Ebbene, se fosse possibile asportare dal cubo di rame tutti i suddetti elettroni, esso acquisterebbe una carica positiva pari approssimativamente a 200.000 coulomb. Una simile carica sarebbe assai più elevata di quella che sarebbe possibile determinare applicando una differenza di potenziale ad alta tensione. In pratica, se il cubetto di rame fosse polarizzato con un potenziale di un milione di volt rispetto alla terra (beninteso, ad una distanza tale da impedire la scarica), risulterebbe soggetto soltanto ad una carica di 0,000.002 coulomb, ossia cento miliardi di volte inferiore.

La facilità di movimento degli elettroni liberi nei metalli è dovuta alla velocità termica estremamente elevata, ma si tratta di un movimento che si verifica a caso, ossia senza alcuna direzione prestabilita.

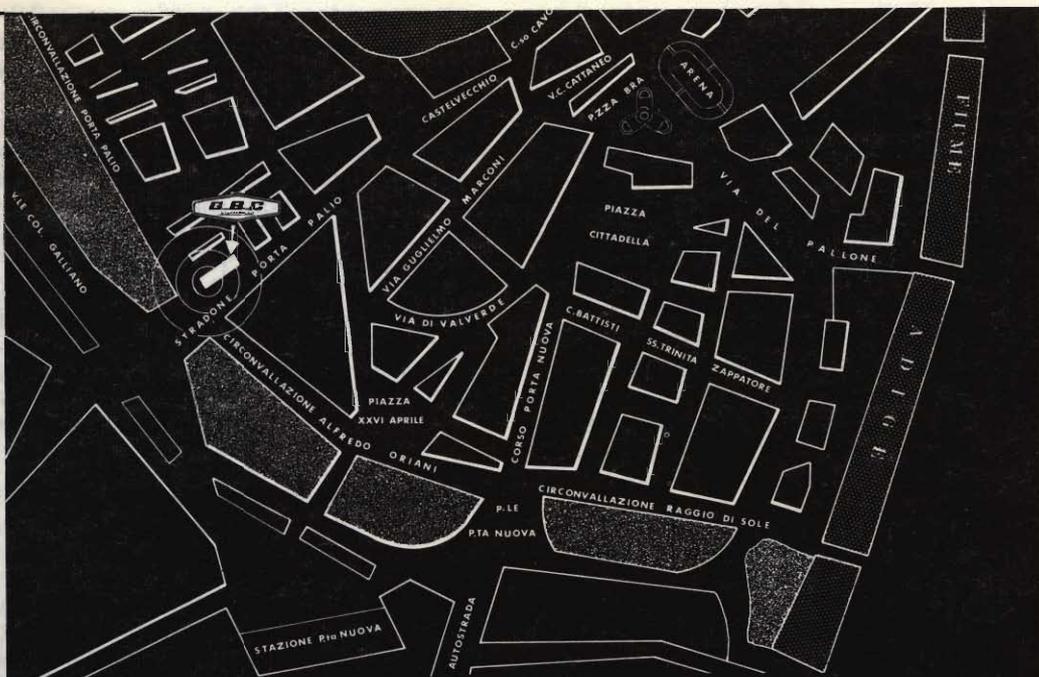
Le alte tensioni e le correnti di forte intensità, così come esse sono note nella scienza dell'elettricità, rappresentano soltanto variazioni infinitesimali della loro concentrazione media; in altre parole, i fenomeni di conduzione elettrica non alterano il loro movimento disordinato se non in quantità assolutamente trascurabile.

LA CONDUZIONE NEI CORPI ISOLANTI

La maggior parte dei corpi solidi che non presentano l'elevata conduttività elettrica dei metalli, può essere considerata isolante. Infatti, se i metalli sono caratterizzati in genere da un fattore di conduttività incredibilmente elevato, i corpi isolanti si comportano esattamente in modo opposto, vale a dire denotano un'attitudine a consentire il passaggio di elettroni assai inferiore, o pressoché nulla.

Il rapporto che intercorre tra la conduttività dei metalli e quella dei corpi isolanti è compreso all'incirca tra 10^{12} e 10^{20}. È dunque evidente che — per avere delle proprietà così fondamentalmente diverse — i corpi isolanti devono presentare delle differenze di struttura altrettanto rilevanti.

Come si è detto, le particelle atomiche che costituiscono i metalli vengono tenute assieme tra loro da una nuvola di elettroni liberi, che avvolge — per così dire — i nuclei disposti in ordine regolare. I corpi isolanti — per contro — sono costituiti da particelle atomiche normalmente trattenute una contro l'altra a causa dello scambio continuo di elettroni che si verifica nell'interlacciamento chimico di atomi elettro-positivi ed elettro-negativi. Questo legame intimo e definito è tanto più pronunciato,

NUOVA SEDE

VIA AURELIO SAFFI, 1

TEL. 32364

G.B.C electronics

VERONA

FV / 84 DESEADO

Complesso « mono-stereofonico » HI-FI con cambiadischi automatico a 4 velocità - Potenza d'uscita 12 W - 6 W per canale con distorsione <1 % - Controllo volume con regolazione fisiologica - Controllo toni bassi - alti - bilanciamento - Presa per registratore - sintonizzatore - ausiliaria - Quattro altoparlanti di alta qualità (2 woofer 2 tweeter) disposti razionalmente - Elegante consolle in legno pregiato - Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V. Peso: 28000 g. Dimensioni: 1060 x 450 x 350.

Prezzo di listino Lire 155.000

G.B.C electronics GARANZIA QUALITÀ PREZZO

quanto più il corpo è isolante agli effetti delle correnti elettriche.

L'ENERGIA DI COESIONE DEGLI ELETTRONI

Gli elettroni di allacciamento o di legamento, che costituiscono in pratica — o per meglio dire determinano — la forza di coesione tra gli atomi, possono essere espressi in funzione di **livelli di energia**, che — a loro volta — rappresentano delle frequenze di risonanza di movimento. Nei metalli, gli elettroni creano diversi livelli di energia, che mancano invece nei corpi isolanti.

Il concetto di livello di energia apprezzabile negli atomi semplici (di cui sono costituiti i gas), e delle **bande di energia** nelle strutture cristalline complete, è di inestimabile valore agli effetti dell'analisi quantitativa dei materiali. Tuttavia, in questa sede (che si prefigge ben altri scopi) non è necessario prendere in considerazione la teoria delle bande di energia, ad eccezione del fatto che vale la pena di sapere che il diverso comportamento dei conduttori, dei semiconduttori e degli isolanti si basa proprio sulla disponibilità — vale a dire sulla presenza — o meno di queste bande di energia di elettroni liberi.

I concetti meccanici dei « quanta » non si rivelano di grande utilità per facilitare l'interpretazione dei fenomeni col sistema della visualizzazione e delle elaborazioni analogiche; di conseguenza, la descrizione che segue, nella quale una corrente di elettroni in movimento viene considerata come simile ad una corrente di materia allo stato gassoso, è più importante per il tecnico abituato a ragionare in termini di passaggio di corrente costituita da elettroni e da ioni.

L'attitudine a condurre facilmente una corrente elettrica mediante lo spostamento di elettroni liberi è caratteristica particolare di alcuni materiali (soprattutto i metalli), mentre in altri materiali (i corpi isolanti) tale attitudine è pressoché inesistente. I semiconduttori — invece — sono caratterizzati da un'attitudine limitata, condizionata o temporanea, a condurre elettroni, il che mette in evidenza il loro valore agli effetti della possibilità di **controllo della conduzione.**

In pratica, non si può affermare che esista una linea di separazione netta tra corpi isolanti e semiconduttori: vale a dire che taluni fenomeni tipici che si riscontrano in questi ultimi possono essere osservati anche nei corpi isolanti. Ne deriva che il termine di semiconduttori viene usato arbitrariamente per definire quei materiali nei quali la conduttività elettrica limitata e suscettibile di controllo è maggiormente pronunciata.

LA CONDUZIONE NEI SEMICONDUTTORI

Come abbiamo già chiarito, i semiconduttori presentano un grado di conduttività intermedio tra quello dei metalli e quello dei corpi isolanti. Tale grado — inoltre — è estremamente sensibilie alla temperatura, alla luce, alle radiazioni ed ai campi magnetici, e può essere facilmente alterato in seguito al passaggio di una corrente di forte intensità. Questo particolare comportamento è provocato dalla presenza in numero assai limitato di elettroni in grado di consentire il passaggio di una corrente elettrica.

Nello stato policristallino normale, i materiali semiconduttori presentano la medesima struttura disordinata che caratterizza i metalli ed i corpi isolanti. In tali condizioni, la conduttività non è suscettibile di controllo, bensì è scarsamente definibile ed instabile.

Il passaggio di una corrente elettrica in un materiale semiconduttore non è possibile, se non tramite un elettrodo di contatto. Per i materiali la cui struttura cristallina è orientata a caso, l'applicazione di contatti elettrici risulta di difficile attuazione, in quanto la resistenza di contatto è tale da denotare tutti i fenomeni imprevedibili presentati dallo stesso materiale. Essa è sensibile alla luce ed al calore, varia durante il passaggio di una corrente elettrica, ed è particolarmente soggetta a fenomeni di corrosione.

Per questo motivo, per l'applicazione dei collegamenti di contatto, si ricorre a procedimenti tecnici particolari.

Lo sfruttamento della proprietà

Il comportamento apparentemente scadente dei semiconduttori è stato analizzato a fondo, a seconda delle diverse influenze esercitate sulla loro conduttività. Sono stati scelti vari sistemi per creare vari tipi di dispositivi, come — ad esempio — le cellule solari, le cellule termoelettriche, i diodi rettificatori, ed i transistori.

Nelle suddette ricerche, si è avuto modo di constatare la possibilità di controllare perfettamente la conduttività di un materiale semiconduttore, fino ad ottenere diversi comportamenti, compresi tra quelli che caratterizzano i modelli, e quelli che caratterizzano invece i corpi isolanti. Per ottenere tali risultati — tuttavia — è stato necessario stabilire procedimenti di lavorazione assai più complessi di quelli mediante i quali si producono metalli ed isolanti. In seguito a profondi studi compiti da fisici e da tecnici, è infatti stato possibile sviluppare nuove tecniche, che hanno portato a risultati imprevedibili ed assai importanti.

CONTROLLO DELLA CONDUTTIVITÀ CON NUMERO LIMITATO DI ELETTRONI

I metalli sono in grado di consentire il passaggio di una corrente elettrica, grazie all'abbondanza nella loro struttura di elettroni liberi, i quali sono presenti in quantità troppo grande per potersi mai esaurire. I materiali isolanti — per contro — dispongono di un numero di elettroni liberi talmente ridotto, da costituire praticamente una perfetta barriera che impedisce il passaggio di una corrente.

I semiconduttori, che vengono usati proprio per controllare l'intensità della corrente che li percorre, vengono deliberatamente muniti di un numero di elettroni liberi, portatori di corrente, sufficiente allo scopo prestabilito, ma non eccessivo. Oltre a ciò, quando la conduttività di un semiconduttore è appena apprezzabile, o comunque appena sufficiente, si riscontra che molti fenomeni — come ad esempio le relazioni tra il comportamento del cristallo e l'ambiente, la presenza delle barriere intercristalline, e di difetti interni, l'orientamento del cristallo, la temperatura, le impurità, le proprietà di superficie, e le dimensioni proporzionali — sono assai più pronunciati che non quando si ha abbondanza o assenza completa di elettroni liberi.

Di conseguenza, per realizzare il controllo della conduttività, si è riscontrato che il materiale deve essere innanzitutto ad un grado di purezza elevatissimo, deve consistere in un unico cristallo, orientato in una direzione prestabilita, deve essere esente da difetti interni, e deve essere delicatamente allacciato ad elettrodi di natura compatibile (agli effetti della struttura cristallina, e delle proprietà meccaniche ed elettriche), nei confronti dello stesso materiale che lo costituisce.

IL SILICIO COME MATERIALE SEMICONDUTTORE

Al confronto con la quantità di metalli e di materiali isolanti, i semiconduttori sono in numero assai più limitato. Di particolare interesse — tuttavia — sono gli elementi contenuti nella quarta colonna del sistema periodico degli elementi. Questi ultimi, noti con i nomi di carbonio, silicio, germanio, stagno e piombo, denotano un diverso comportamento agli effetti della conduttività.

Il carbonio si comporta come semiconduttore soltanto quando si trova allo stato cristallino del diamante, di scarsa reperibilità. Il germanio ed il silicio allo stato puro sono invece semiconduttori. Lo stagno, a temperatura normale, è un vero e proprio metallo, ma — portato a temperatura estremamente bassa — può trasformarsi in stagno grigio, che è un semiconduttore. Il piombo — invece — è un metallo propriamente detto. Di conseguenza, gli unici elementi della quarta colonna del sistema periodico che possono essere considerati semiconduttori nel vero senso della parola sono il **germanio** ed il **silicio**.

È assai più facile ottenere e mantenere sotto controllo degli elementi puri, che non degli elementi composti: questo è un altro motivo per il quale essi sono preferiti in quei dispositivi che hanno il compito di controllare il passaggio di una corrente elettrica.

Per i dispositivi funzionanti con una certa quantità di energia, il silicio puro è attualmente il materiale semiconduttore che presenta il maggior numero di vantaggi. Esso è assai abbondante in natura, viene ricavato senza eccessive difficoltà, ed è caratterizzato da buone proprietà elettriche e meccaniche. Il germanio presenta invece minori vantaggi, in quanto il limite massimo della temperatura che può sopportare è troppo basso per giustificarne l'impiego nei dispositivi in cui viene dissipata una potenza apprezzabile. Esistono però altre limitazioni che precludono l'impiego del silicio per la realizzazione di altri dispositivi semiconduttori, che — tuttavia — non hanno importanza agli effetti della fabbricazione dei rettificatori controllati.

LA STRUTTURA DEL SILICIO

Gli elementi chimici muniti di strati elettronici esterni completi sono chimicamente del tutto neutri. Essi consistono nei cosiddetti gas nobili, e — ad eccezione dell'elio, caratterizzato da due elettroni — tutti gli altri strati elettronici esterni richiedono otto elettroni.

Gli elementi provvisti invece di uno, due o tre elettroni in eccesso, oppure mancanti del medesimo numero di elettroni nello strato esterno, sono chimicamente molto attivi.

Questi elettroni, ed i relativi spazi, tendono a combinarsi tra lóro in modo da formare composizioni chimiche stabili (solitamente isolanti), provvisti di un numero bilanciato (ossia otto) di elettroni per ciascuno strato esterno.

La struttura a diamante

Gli elementi elencati nella quarta fila del sistema periodico presentano quattro elettroni per ogni involucro esterno: di conseguenza, poiché non è possibile considerarli né come provvisti di elettroni in eccesso, né come mancanti di elettroni, essi appartengono ad una categoria intermedia. Possono combinarsi chimicamente con altri elementi pressoché in qualsiasi combinazione (come ad esempio i composti organici costituiti dal carbonio), ma — combinati tra loro come elementi puri — possono assumere un comportamento del tutto particolare.

Il silicio ed il germanio hanno una struttura cristallina in cui ogni nucleo atomico viene ad essere prossimo ad altri quattro nuclei, uniti tra loro da una caratteristica comunanza degli elettroni esterni. Di conseguenza, ciascun nucleo, essendo provvisto nello strato esterno di quattro elettroni da dividere con altri nuclei, ed usufruendo di quattro degli elettroni dei nuclei che gli sono prossimi, presenta, beninteso solo allo stato solido, l'aspetto di un gas nobile assolutamente completo ed elettricamente neutro.

La strutttura del cristallo del tipo a traliccio, munita di queste proprietà, viene definita col termine di **struttura a diamante**. I legami chė sussistono tra questi cristalli simili al diamante, e dovuto alla comunanza degli elettroni (anziché al loro scambio), viene definito **omopolare**.

La neutralità incerta

Quando presentano una struttura cristallina perfetta, questi materiali sono elettricamente neutri. Tutti gli strati elettronici esterni sono completi (in virtù del fatto che appartengono alla struttura), nessun elettrone libero è disponibile, ma non esistono elettroni di scambio che siano legati ad un particolare nucleo. Di conseguenza, il silicio non può essere considerato né un metallo, né un isolante. Ovviamente, non è neppure un gas nobile. Nello stato solido, e quando presenta una struttura cristallina ben orientata, il silicio è senz'altro elettricamente neutro; tuttavia, questa sua neutralità è sempre facilmente suscettibile di alterazione. Ciò rende instabile — e quindi incerta — la sua neutralità.

La rigidità meccanica

Considerato come cristallo, il silicio è estremamente stabile. I legami omopolari, grazie alla comunanza degli elettroni delle orbite esterne, tengono la struttura fortemente unita. Inoltre, dal momento che ciascun nucleo viene trattenuto dall'effetto di quattro elettroni, che sono in comune con i nuclei prossimi, non esiste il pericolo che la struttura cristallina si disintegri. Tanto che questo tipo di cristallo si è rivelato più forte di molti altri. Il diamante è il più duro di tutti i materiali allo stato naturale. Il boro e l'azoto, allorché vengono uniti tra loro per sintesi in una struttura simile, producono un materiale ancora più duro, denominato borazone. Il silicio, peraltro, è estremamente duro.

Sebbene la somma dei legami omopolari che tengono assieme in un unico pezzo un cristallo di silicio sia assai forte, ciò non significa che ciascun legame è del pari forte e stabile. I cristalli consistono in un numero enorme di nuclei atomici, ciascuno dei quali ha le sue orbite individuali, ossia i suoi strati elettronici. Notevoli forze elettrostatiche provvedono a tenere insieme l'intera struttura, ma i nuclei ed i relativi elettroni sono costantemente in moto oscillatorio violento, per cui è possibile che alcuni elettroni individuali, facenti parte appunto delle orbite esterne, vengano liberati, e si muovano quindi disordinatamente all'interno della stessa struttura.

Agitazione termica degli elettroni

Alla normale temperatura di ambiente, esiste sempre una minima percentuale di elettroni che — a causa dell'agitazione termica — vengono proiettati al di fuori della struttura in equilibrio, e vagano perciò di atomo in atomo, internamente al cristallo. Essi si spostano nella struttura con la medesima facilità e con la stessa rapidità con cui gli elettroni si muovono in un metallo percorso da corrente.

Il legame tra gl ielettroni e la struttura cristallina viene espresso in funzione dell'energia necessaria ad interromperlo. Questa energia, confrontata con la normale energia termica, è elevata: di conseguenza, nel normale movimento disordinato, solo pochissimi elettroni sono disponibili con un'energia intrinseca sufficiente a renderli liberi.

È tuttavia possibile determinare la presenza di una ulteriore piccola quantità di elettroni, liberi di muoversi attraverso la struttura cristallina, senza peraltro alterare le proprietà che caratterizzano il cristallo. Questo libero movimento può essere ottenuto semplicemente in seguito all'introduzione di una piccola quantità di energia in eccesso, come ad esempio la luce, il calore, o l'applicazione di un potenziale elettrico localizzato.

ELETTRONI E CAVITÀ

Ciascun elettroni libero di muoversi internamente alla struttura cristallina, lascia dietro di sè — allorché si stacca da un nuuna carica positiva nell'atomo al quale apparteneva, la quale carica ha una spiccata tendenza ad attirare un altro elettrone, per ristabilire l'equilibrio. Se l'atomo di un elettrone riesce a catturarne un altro, la struttura torna ad essere come prima.

In un vero semiconduttore, esistono sempre pochissimi elettroni **liberi**, in rapporto al numero di elettroni delle orbite esterne che costituiscono i legami tra i vari nuclei: il numero si aggira intorno ad uno su 10 milioni. Di conseguenza, è chiaro che se un elettrone si stacca da un atomo, non accade tanto facilmente che venga rimpiazzato. Al contrario, la carica positiva in eccesso del nucleo può catturare un elettrone appartenente ad un legame omopolare in stato di agitazione termica, prelevandolo da un nucleo vicino. In tal caso, un altro nucleo viene ad essere privato dell'elettrone corrispondente.

Conformemente a quanto sopra detto, un elettrone che sia stato liberato dalla sua posizione normale in seno alla struttura, si sposta attraverso quest'ultima altrettanto liberamente di quanto si sposta un elettrone in un metallo, e — in aggiunta a ciò — il vuoto che esso lascia dietro di sè si sposta altrettanto liberamente ed a caso nella

struttura, in seguito alla cattura di elettroni-legame, sempre presenti in gran numero.

I PORTATORI DI CORRENTE NEI SEMICONDUTTORI

I vuoi lasciati dagli elettroni, e che come questi si spostano attraverso la struttura cristallina, mano a mano che vengono riempiti da un altro elettrone che a sua volta crea un vuoto, vengono definiti col nome di **cavità.**

Per quanto riguarda la massa, la velocità e l'agitazione termica, esse si comportano esattamente come gli elettroni liberi, ad eccezione del fatto che la loro carica (in effetti la carica del nucleo atomico che viene privato di quella negativa di un elettrone) è positiva.

Gli elettroni liberi e le cavità vengono entrambi definiti col termine di **portatori,** in quanto provvedono a determinare il passaggio di una corrente elettrica, quando il loro movimento avviene in una data direzione, anziché a caso. Rispetto alla direzione convenzionale della corrente (positiva), gli elettroni si muovono in senso opposto, vale a dire si spostano dal potenziale negativo verso quello positivo: le cavità — ovviamente — si spostano in senso contrario, vale a dire dal potenziale positivo verso quello negativo, ossia nel medesimo senso della corrente convenzionale.

Sia gli elettroni che le cavità rivestono la medesima importanza agli effetti della conduzione nei semiconduttori. Essi però sono solo in grado di produrre effetti rilevabili ed utili nei cristalli aventi un alto grado di purezza ed una elevata perfezione, in quanto, ove un numero apprezzabile di elettroni di struttura o di nuclei possa avere un'influenza sulla distribuzione di un potenziale, questi effetti sui semiconduttori sono troppo esigui per poter essere riscontrati.

Alla normale temperatura di funzionamento, in un cristallo di silicio è sempre presente un numero estremamente piccolo di elettroni liberi e di cavità. Questo numero dipende dalla temperatura, e determina la resistività specifica (di valore notevole) del silicio puro.

CONTROLLO DELLA CONDUTTIVITÀ IN BASE AL NUMERO DEI PORTATORI

In un cristallo di silicio avente un grado estremo di purezza, esente da disturbi della struttura cristallina, e di dimensioni sufficientemente grandi per eliminare l'influenza della superficie del cristallo stesso, la conduzione ad opera di cavità e di elettroni è data dall'equilibrio termico naturale del movimento dei nuclei e degli strati elettronici.

L'unico modo per far variare la conduttività, senza alterare il cristallo, consiste nel provocare la liberazione di una maggiore quantità di cavità e di elettroni. Questo risultato può essere ottenuto o facendo variare la temperatura, oppure introducendo dell'energia in altra forma, come ad esempio sotto forma di luce, o di altri tipi di radiazioni. Un modo ancora più pratico — tuttavia — per effettuare la variazione di conduttività nei dispositivi in cui viene dissipata una certa potenza, consiste nell'**iniezione** deliberata di portatori, all'interno della struttura cristallina. È infatti evidente che — se il cristallo viene munito artificialmente di portatori, ossia di cavità dal lato positivo, e di elettroni dal lato negativo — la carica totale esistente non subisce alterazioni di sorta, in quanto viene mantenuto l'equilibrio, ma l'attitudine da parte del cristallo a condurre una corrente elettrica viene ad essere aumentata in modo proporzionale alla quantità di portatori introdotta.

L'iniezione selettiva di cavità o di elettroni in una particolare zona di una struttura cristallina è possibilie da un'altra zona del medesimo cristallo, contenente questi portatori in abbondanza. L'iniezione viene quindi effettuata mediante un processo di migrazione termica dei portatori stessi, ed a seguito dell'applicazione di una differenza di potenziale.

FUNZIONAMENTO DEGLI ATTENUATORI

Non esiste in pratica un'applicazione elettronica nella quale non figuri — in una forma o in un'altra — almeno un attenuatore. In modo particolare, gli attenuatori, fissi o variabili, trovano il più vasto campo di impiego nelle apparecchiature di misura, nelle quali essi intervengono sia per modificare opportunamente il livello di ampiezza dei segnali, sia per consentire queste modifiche senza peraltro alterare le caratteristiche di impedenza del circuito in cui sono inseriti. Da una nota di Practical Television abbiamo preso lo spunto per il testo che segue, che può essere di notevole interesse per chi non conosca questi importanti circuiti, e per chi — pur conoscendoli — non ha alcuna dimestichezza con la loro tecnica di impiego.

Col termine di attenuatore si definisce in genere un dispositivo atto a ridurre la ampiezza o l'intensità di un segnale.

Dal momento che una resistenza per la sua stessa natura si oppone al passaggio di una corrente elettrica, sia essa continua o alternata, si può ritenere a tutta prima che in ciò consista appunto il dispositivo del quale intendiamo occuparci.

In linea di massima, questo concetto corrisponde alla realtà: tuttavia, un attenuatore costituito da una semplice resistenza può funzionare allo scopo di attenuare un segnale, ma con numerose limitazioni che — spesso — sono tali da rendere il sistema assolutamente inadeguato alle esigenze.

Infatti, gli attenuatori — nelle loro diverse versioni — possono essere poco o molto più complessi di una semplice resistenza, e — nella maggior parte dei casi — implicano per il loro calcolo e per la loro realizzazione uno studio ed una competenza assai più profondi di quanto si potrebbe pensare a prima vista.

Ciò che stiamo per esporre — comunque — dovrebbe essere sufficiente per chiarire in forma semplice quelle caratteristiche di impiego e di progettazione degli attenuatori che è indispensabile acquisire prima di accingersi a farne uso.

IL PARTITORE DI TENSIONE

La versione più semplice di un attenuatore è quella che consiste in due resistenze in serie, disposte nel modo illustrato alla **figura 1.** Con questo tipo detto ad « L », la tensione che deve essere sottoposta ad attenuazione, ossia la cui

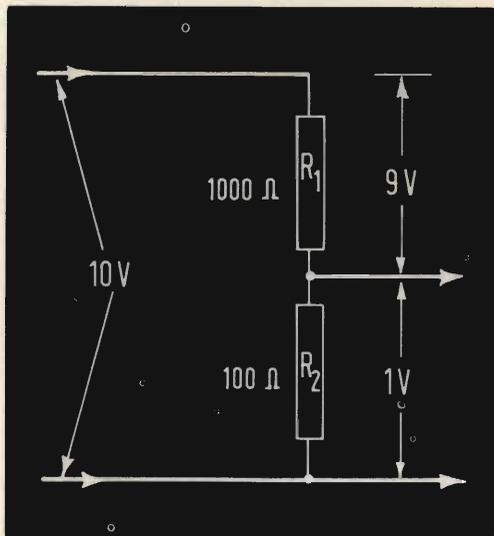



Fig. 1 - Attenuatore elementare ad « L ». In apparenza, la tensione presente ai capi delle resistenze R1 ed R2 è proporzionale al rapporto tra i loro valori: in realtà — invece — intervengono i valori ad esse in parallelo, rappresentati dalla resistenza della sorgente di tensione e da quella interna del carico applicato in uscita.

ampiezza deve essere ridotta di una determinata quantità, viene applicata alle estremità delle due resistenze: l'uscita, vale a dire la tensione attenuata, è disponibile ai capi della resistenza inferiore, ossia tra il punto di unione delle due resistenze, e l'estremità inferiore dell'intero dispositivo. Con questo sistema — in realtà assai semplice — il grado di attenuazione ottenuto dipende esclusivamente dal rapporto che esiste tra i valori di R1 e di R2.

A titolo di esempio, rileviamo che — nel caso illustrato — R1 ha un valore di 1000 ohm, mentre R2 ha un valore di 100 ohm. Inoltre, la figura riporta anche il valore della tensione che deve essere attenuata, e che ammonta esattamente a 10 volt.

Dall'attento esame della figura, possiamo rilevare i seguenti dati:

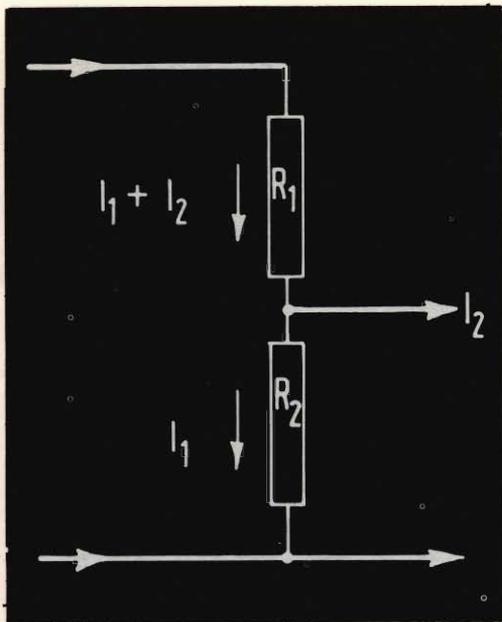
1. La resistenza totale dell'attenuatore così concepito ammonta a 1000 + 100 ohm = 1.100 ohm.

2. Il valore di R2 è pari esattamente ad un decimo del valore di R1 (infatti, 1000 : 100 = 10).

Dal secondo dato, sembrerebbe che se R2 è pari ad 1/10 di R1, anche la tensione presente ai capi di R2 debba essere pari ad 1/10 della tensione presente ai capi di R1. Invece si può osservare che, essendo di 10 volt la tensione applicata all'ingresso, la tensione disponibile ai capi di R2 è pari ad 1/10 della tensione totale, ossia ad 1 volt, che è più di 1/10 di quella presente ai capi di R1, pari a 9 volt.

In sostanza, accade che 9/10 della tensione totale rappresentano la caduta di tensione che si verifica ai capi di R1, mentre il decimo restante si presenta ai capi di R2.

La differenza che si riscontra rispetto a quanto sembrerebbe logico è dovuta al fatto che la resistenza totale in parallelo alla quale è applicata la tensione di 10 volt non è in pratica di 1.100 ohm come può sembrare. Infatti, in parallelo a questo valore totale di R1 + R2 esiste anche la resistenza interna della sorgente che fornisce la tensione di 10 volt, che può essere una batteria, un rettificatore, o qualsiasi altro tipo di sorgente. Oltre a ciò, la tensione di 1 volt presente ai capi di R2 rappresenta il segnale attenuato, che deve presumibilmente essere applicato ad un carico, il quale — a sua volta — presenta una certa resistenza interna che viene a trovarsi in parallelo ad R2,

Fig. 2 - In questa seconda rappresentazione dell'attenuatore illustrato alla figura 1, sono messe in evidenza le correnti in gioco. R1 viene percorsa da entrambe le correnti di ingresso e di uscita, mentre R2 viene percorsa esclusivamente dalla corrente di ingresso.

modificandone il valore agli effetti pratici.

In teoria, il grado di attenuazione consentito dal rapporto tra i valori di R1 e di R2 può essere considerato in funzione di una corrente di intensità pari a zero. Ciò significa che — per ottenere un rapporto esatto di attenuazione in base ai valori noti — l'attenuatore deve funzionare con carico di resistenza o impedenza infinita, come ad esempio il circuito di griglia di una valvola.

Quando invece la tensione applicata all'attenuatore determina il passaggio di una corrente di intensità apprezzabile, questa deve essere tenuta nella dovuta considerazione, agli effetti del calcolo dei valori dei componenti.

La **figura 2** illustra il percorso delle correnti in gioco. In essa si può osservare che nel circuito sono presenti due correnti, definite I_1 e I_2. La prima scorre internamente al circuito costituito dalla sorgente applicata all'ingresso dell'attenuatore, e passa attraverso le due resistenze R1 ed R2, in serie tra loro. La seconda compie il medesimo percorso, ad eccezione del fatto che non passa attraverso la resistenza R2. I_2 — infatti è la corrente che scorre nel carico alimentato dalla tensione attenuata, disponibile tra l'estremità inferiore dell'attenuatore ed il punto in comune tra le due resistenze.

Un altro particolare che risulta evidente osservando la figura 2, è che la resistenza R1 viene pertanto percorsa da una corrente costituita dalla somma di I_1 e I_2.

Il caso illustrato fino ad ora è riferito ad un attenuatore fisso, che consente un solo rapporto di attenuazione. Esistono però attenuatori di questo stesso tipo, che consentono più di un rapporto di attenuazione, come è appunto il caso illustrato alla **figura 3**, che ne prevede due.

In questo circuito, la resistenza R1 determina una caduta di tensione dovuta al passaggio della somma delle correnti $I_1 + I_2 + I_3$. Dall'estremità inferiore di R1 la corrente I_1 passa attraverso il carico applicato in uscita (non illustrato), e non prosegue attraverso l'attenuatore. Di conseguenza, R2 viene percorsa esclusivamente dalla corrente costituita da $I_2 + I_3$. Dal terminale inferiore di R2 la corrente I_2 passa attraverso il carico esterno, e non prosegue alla volta di R3. Quest'ultima

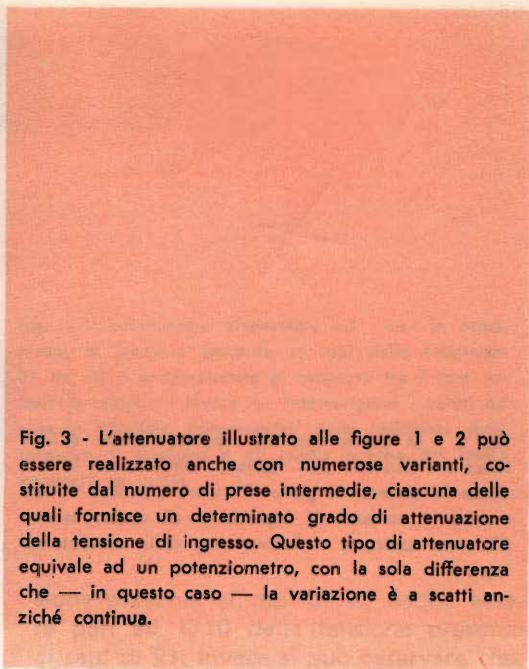
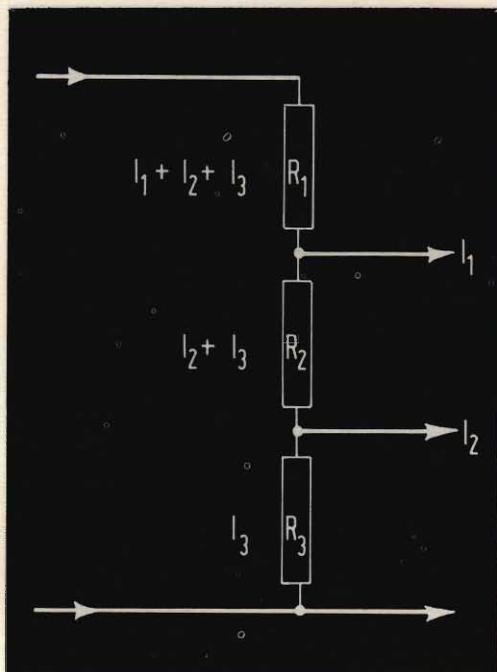



Fig. 3 - L'attenuatore illustrato alle figure 1 e 2 può essere realizzato anche con numerose varianti, costituite dal numero di prese intermedie, ciascuna delle quali fornisce un determinato grado di attenuazione della tensione di ingresso. Questo tipo di attenuatore equivale ad un potenziometro, con la sola differenza che — in questo caso — la variazione è a scatti anziché continua.

resistenza — infine — viene percorsa soltanto dalla corrente I_3.

Naturalmente, questo principio può essere esteso indefinitamente, per cui è possibile realizzare un attenuatore col numero desiderato di rapporti di attenuazione. Precisiamo tuttavia che — sebbene ci siamo riferiti a questo tipo di circuito col termine di attenuatore, in quanto il suo funzionamento è assai simile a quello di un potenziometro, con la sola variante della regolazione a scatti anziché continua — questo sistema viene usato per lo più quando si tratta di ridurre una tensione continua a diversi valori, per fornire diverse tensioni ai vari punti di un circuito.

Estensione di impiego del partitore di tensione

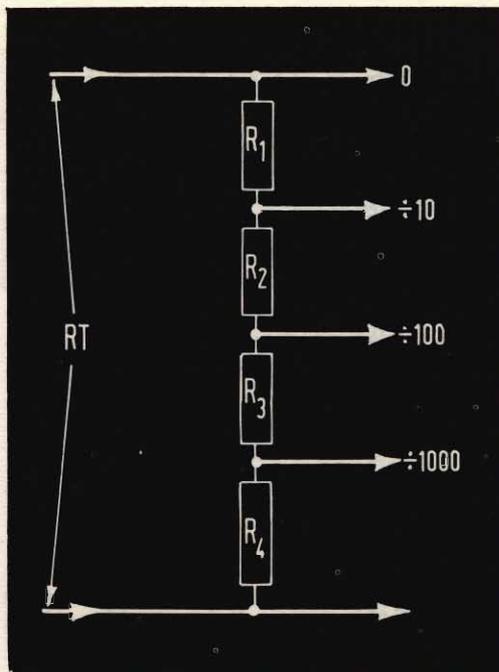
La **figura 4** illustra appunto un circuito previsto per consentire quattro rapporti di attenuazione, del tipo di comune impiego in numerose apparecchiature. Esso — infatti — si presta per servire come attenuatore di ingresso per l'oscilloscopio o per il voltmetro a valvola, nonché come attenuatore di uscita per generatori di Alta e Bassa Frequenza.

Nei casi in cui i rapporti di attenuazione seguono una scala decimale, il calcolo è assai facile, e può essere eseguito persino mentalmente, o al massimo con l'aiuto di carta e matita. Ad esempio, supponiamo che la resistenza totale RT — per motivi dovuti alle caratteristiche della sorgente della tensione da attenuare — debba avere il valore di 1 megaohm, e che i fattori di attenuazione debbano essere pari — come illustrato — a 0 (disponibilità in uscita della tensione totale di ingresso), 10, 100 e 1.000.

In tal caso, il primo passo da compiere consiste nello stabilire che il valore di 1 megaohm di RT deve essere suddiviso come segue:

$$RT = R1 + R2 + R3 + R4 = 1 \text{ Mohm}$$

La prima resistenza di cui occorre calcolare il valore è R4. Dal momento che RT è pari ad 1 megahom, e che la tensione presente ai capi di R4 deve essere pari ad un millesimo della tensione tota-

Fig. 4 - Qui è illustrato il medesimo attenuatore di cui alla figura 3, con l'aggiunta di una presa avente un'attenuazione pari a zero, e di una quarta presa intermedia. Nel caso illustrato, i rapporti di attenuazione sono complessivamente quattro, e costituiscono una progressione decimale.

le, avremo che il rapporto tra RT ed R4, rappresentato dal simbolo « a » (attenuazione) è dato da

$$a = \frac{\text{Tnsione totale}}{1.000}$$

Se consideriamo come unità la tensione totale, il rapporto « a » è pari ad un millesimo. Di conseguenza, avremo che

R4 = RT : 1.000 = 1 Mohm : 1.000 =
= 1.000 ohm

Per il medesimo motivo, la resistenza che fornisce il secondo rapporto deve essere pari a

RT : 100 = 1 Mohm : 100 = 10.000 ohm

A questo punto occorre però considerare che la tensione corrispondente al rapporto 100 è presente ai capi di R3 ed R4, in serie tra loro, e non soltanto ai capi di R3. Di conseguenza, il valore di R3 viene calcolato in pratica in base alla formula:

R3 = (RT : 100) — R4
= (1 Mohm : 100) — (1000)
= (10.000) — (1.000)
= 9.000 ohm

In base al medesimo principio, avremo che il valore di R2 è dato da:

R2 = (RT : 10) — (R3 + R4)
= (1 Mohm : 10) — (10.000)
= (100.000) — (10.000)
= 90.000 ohm

A questo punto, non resta che calcolare il valore di R1, che può essere facilmente dedotto dalla seguente formula:

R1 = RT — (R2 + R3 + R4) =
= 1 Mohm — (90.000 + 9.000 + 1.000)
= 1 Mohm — 100.000
= 900.000 ohm

Sommando tra loro i valori così ottenuti, è facile controllare che RT ha il valore che doveva avere, ossia

R1 = 900.000 ohm
R2 = 90.000 ohm
R3 = 9.000 ohm
R4 = 1.000 ohm

RT = 1.000.000 ohm = 1 Mohm

Se la verifica eseguita con l'ohmetro fornisce una lettura corrispondente a tale valore (sempre che sia possibile misurarlo con esattezza), vi sono molte probabilità che i rapporti siano quelli stabiliti. Naturalmente, per ottenere la massima precisione, il modo migliore consiste nel ricorrere all'impiego di resistenze chimiche all'1%. In caso contrario, è possibile usare i valori standardizzati di 9,1 - 91 e 910 chiloohm, con un lieve scarto agli effetti della precisione, oppure è possibile usare i valori arrotondati di 1.000, 10.000, 100.000 ohm ed 1 Mohm, se le esigenze lo consentono.

L'attenuazione in decibel

Sebbene il sistema di attenuazione descritto funzioni in modo soddisfacente quando si tratta di attenuare un segnale secondo frazioni decimali o comunque secondo semplici rapporti numerici, le cose si complicano quando si tratta invece di stabilire valori di attenuazione che non siano tra loro in progressione aritmetica: ciò accade — ad esempio — quando la attenuazione deve essere riferita a determinati livelli espressi in decibel, anziché in volt. In questi casi, è assai utile poter disporre della tabella che segue, che elenca i valori resistivi necessari per ottenere determinate attenuazioni in decibel, comprese tra 0 e 100, in riferimento ad un valore di RT di 100.000 ohm. Naturalmente, il valore di RT può variare, nel qual caso i valori resistivi — ferme restando le attenuazioni in decibel — verranno moltiplicati o divisi per il rapporto col valore di 100.000 ohm.

A titolo di esempio, supponiamo che un attenuatore avente una resistenza totale di 100 ohm debba fornire un'attenuazione di 2 decibel. Il rapporto tra i valori di RT della tabella, e quello di RT dell'attenuatore che ci interessa è dato da

Rapporto = 100.000 : 100 = 1.000

Inoltre, nella tabella, rileviamo che per ottenere un'attenuazione di 2 decibel quando RT è di 100.000 ohm occorre una resistenza di 79.430 ohm. Dividendo questo valore per il rapporto 1.000, avremo che occorre una resistenza di 79,43 ohm: questo è il valore di R2 nell'attenuatore di figura 1.

Poiché RT è di 100 ohm, per calcolare il valore di R1 non dovremo fare che una semplice sottrazione, ossia

100,00 —
79,43 =
———
20,57 (valore di R1)

Supponiamo ora che l'attenuatore di figura 4 debba poter fornire tre scatti di attenuazione di 10 decibel, con un valore di RT pari a 1.000 ohm. In tal caso, il primo scatto fornirà un'attenuazione di 10 decibel, il secondo di 20, ed il terzo di 30 decibel in totale.

Cominceremo pertanto col calcolare R4, ai cui capi deve essere presente il segnale attenuato di 30 decibel. Per questa attenuazione, la tabella ci fornisce un valore di 3.162 ohm (sempre per RT pari a 100.000 ohm). Poiché nel nostro caso RT è di 1.000 ohm, abbiamo un rapporto di 100 tra i due valori di RT. Di conseguenza R4 avrà il valore di

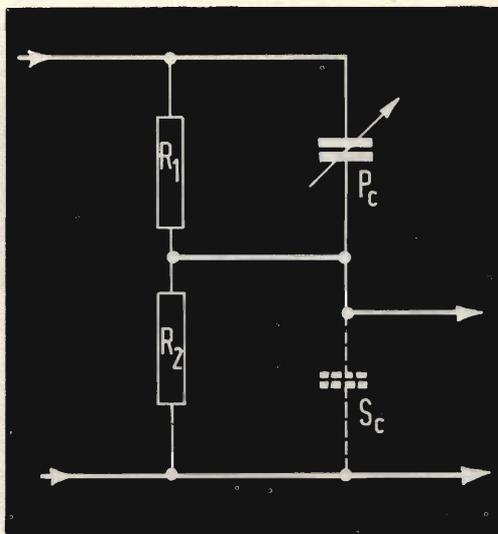
R4 = 3.162 : 100 = 31,62 ohm

La somma di R1 + R2 + R3 sarà quindi corrispondente a

Sulla pagina a lato

Tabella dei valori resistivi di un attenuatore elementare, necessari per ottenere determinate attenuazioni in decibel. In sostanza, i valori elencati sono quelli equivalenti del tratto al di sotto del cursore di un potenziometro, avente il valore totale di 100.000 ohm. Se questo valore (che si identifica con RT, ossia con la resistenza totale) è diverso da 100.000, il rapporto tra quest'ultimo ed il valore effettivo deve essere moltiplicato per i valori resistivi elencati, fermi restando i valori in decibel di attenuazione.

Attenuazione in dB	Resistenza in ohm	Attenuazione in dB	Resistenza in ohm
0	100.000,000		
1	89.130,000	51	281,800
2	79.430,000	52	251,200
3	70.790,000	53	223,900
4	63.100,000	54	199,500
5	56.230,000	55	177,800
6	50.120,000	56	158,500
7	44.670,000	57	141,300
8	39.810,000	58	125,900
9	35.480,000	59	112,200
10	31.620,000	60	100,000
11	28.180,000	61	89,130
12	25.120,000	62	79,430
13	22.390,000	63	70,790
14	19.950,000	64	63,100
15	17.780,000	65	56,230
16	15.850,000	66	50,120
17	14.130,000	67	44,670
18	12.590,000	68	39,810
19	11.220,000	69	35,480
20	10.000,000	70	31,620
21	8.913,000	71	28,180
22	7.943,000	72	25,120
23	7.079,000	73	22,390
24	6.310,000	74	19,950
25	5.623,000	75	17,780
26	5.012,000	76	15,850
27	4.467,000	77	14,130
28	3.981,000	78	12,590
29	3.548,000	79	11,220
30	3.162,000	80	10,000
31	2.818,000	81	8,913
32	2.512,000	82	7,943
33	2.239,000	83	7,079
34	1.995,000	84	6,310
35	1.778,000	85	5,623
36	1.585,000	86	5,012
37	1.413,000	87	4,467
38	1.259,000	88	3,981
39	1.122,000	89	3,548
40	1.000,000	90	3,162
41	891,300	91	2,818
42	794,300	92	2,512
43	707,900	93	2,239
44	631,000	94	1,995
45	652,300	95	1,778
46	501,200	96	1,585
47	446,700	97	1,413
48	398,100	98	1,259
49	354,800	99	1,122
50	316,200	100	1,000

Fig. 5 - Quando un attenuatore potenziometrico funziona con frequenze elevate, la capacità parassita verso massa (Sc) determina un'alterazione del rapporto, che può però essere compensata con l'aggiunta di un compensatore (Pc). La regolazione di questo ultimo consente di compensare l'alterazione dovuta ad Sc. I valori possono essere calcolati, ma vengono normalmente stabiliti per tentativi.

1.000 — 31,62 = 968,38 ohm

Ciò fatto, possiamo procedere col calcolo del valore di R3. Ai capi di R3 + R4 deve essere presente il segnale attenuato di 20 decibel. Dalla tabella, apprendiamo che per tale attenuazione occorre un valore resistivo di 10.000 ohm, che — diviso per 100, dà il valore di 100 ohm, in totale.

Il valore di R3 sarà pertanto calcolato come segue:

R3 = 100 — 31,62 = 68,38 ohm

Procedendo in modo analogo, ai capi di R2 + R3 + R4 avremo il segnale attenuato di 10 decibel, con un valore resistivo di 31.620 : 100 = 316,2 ohm. Di conseguenza, R2 sarà data da:

R2 = 316,20 — (R3 + R4)
= 316,20 — 100 = 216,20 ohm

Il valore di R1 viene calcolato per ultimo come segue:

R1 = RT — (R2 + R3 + R4)
= 1.000 — (216,20 + 68,38 + 31,62)
= 1.000 — 316,20 = 683,80 ohm

Naturalmente, agli effetti pratici non è indispensabile che i valori così calcolati vengano rispettati anche nelle frazioni decimali di ohm, per cui l'attenuatore può essere realizzato attribuendo ad R1 il valore di 684 ohm, mentre R2, R3 ed R4 possono avere rispettivamente i valori di 216, 68 e 32 ohm.

Per numerose applicazioni, quali — ad esempio — il controllo di ingresso o di uscita di apparecchiature funzionanti ad Alta o a Bassa Frequenza, gli attenuatori di questo tipo sono sufficienti, sebbene essi possano risultare inadeguati, a meno che non si ricorra a particolari accorgimenti, quando devono funzionare con segnali di frequenza elevata.

Nel funzionamento con frequenze superiori ad un certo limite (in genere, al di sopra di 80 kHz), si riscontra una variazione del rapporto di attenuazione col variare della frequenza, per cui se l'attenuatore fornisce un certo grado di attenuazione con una frequenza relativamente bassa, con una frequenza maggiore il rapporto di attenuazione può essere totalmente diverso.

Il motivo di questo inconveniente risulta chiaro osservando la **figura 5.** In essa si osservano i medesimi componenti illustrati alla figura 2, oltre ad una capacità, Pc, collegata in parallelo ad R1 e suscettibile di variare nel valore capacitivo, e ad

una capacità tratteggiata, Sc, collegata in parallelo ad R2.

Per il momento, ignoriamo la presenza di Pc, ed occupiamoci invece dell'effetto esercitato dal condensatore Sc. Nei confronti delle frequenze acustiche e di Alte Frequenze di valore limitato, questa capacità non esercita che una influenza trascurabile agli effetti dell'attenuazione dovuta al rapporto tra i valori di R1 e di R2. Tuttavia, con l'aumentare della frequenza del segnale applicato, la reattanza offerta da Sc diminuisce progressivamente, per cui contribuisce sempre più a consentire il passaggio verso massa della tensione di segnale.

Non appena viene raggiunta la frequenza per la quale la reattanza di Sc equivale al valore di R2, il segnale subisce un'attenuazione superiore di 6 decibel rispetto a quella subita ad una frequenza per la quale l'effetto di Sc è trascurabile.

Infatti, quando la reattanza di Sc equivale al valore di R2, in pratica — e nei confronti dell'Alta Frequenza — è come se R2 avesse un valore pari alla metà di quello effettivo. Ciò premesso, osservando la tabella riportata, è facile constatare che — una volta scelto un determinato valore di attenuazione in decibel, e rilevato il valore di resistenza in ohm corrispondente — se si dimezza il valore resistivo, si ottiene un altro valore che corrisponde all'attenuazione iniziale, aumentata di sei decibel. Ad esempio, 20 decibel di attenuazione corrispondono ad un valore resistivo di 10.000 ohm. La metà di questo valore è 5.000 ohm, ed in corrispondenza di 5.012 ohm troviamo un'attenuazione di 26 decibel, ossia di 20 + 6 decibel.

A questo punto, possiamo prendere in considerazione anche l'effetto della capacità Pc, che viene collegata volutamente in parallelo ad R1. Precisiamo che Sc è stato riprodotto in tratteggio, in quanto non si tratta di una capacità aggiunta, bensì di un valore capacitivo parassita, inevitabilmente presente a causa della capacità dispersa dei terminali della resistenza dei collegamenti, e dello stesso corpo di quest'ultima.

Se per caso o volutamente attribuiamo a Pc un valore particolare, esso consente di neutralizzare l'effetto della capacità parassita Sc, ripristinando il regolare funzionamento dell'attenuatore anche nei confronti delle frequenze elevate.

Anche il suo effetto è dovuto alla diminuzione della sua reattanza capacitiva con l'aumentare della frequenza, per cui Pc provvede — in pratica — a fornire esattamente l'energia che si disperde verso massa attraverso Sc, compensando così la perdita.

Il responso più uniforme viene ottenuto quando sussiste la condizione secondo la quale

$$R1 \times Pc = R2 \times Sc$$

Inoltre, dal momento che la capacità parassita verso massa dipende da vari fattori, e che — nelle produzioni in serie — varia da unità ad unità, Pc è di solito un compensatore suscettibile quindi di regolazione.

In condizioni di eguaglianza tra la reattanza capacitiva e la resistenza ohmica dei gruppi R1-Pc ed R2-Sc, in pratica i valori di R1 e di R2 vengono dimezzati, in quanto sarebbe la stessa cosa che collegare loro in parallelo altre due resistenze di egual valore. Ciò — comunque — non altera il rapporto tra le due grandezze, per cui il funzionamento resta regolare. L'effetto è illustrato graficamente alla **figura 6.**

L'IMPEDENZA DI INGRESSO E DI USCITA

La seconda caratteristica che è opportuno prendere in considerazione è quella dell'impedenza. L'impedenza di uscita Zo differisce dall'impedenza di ingresso Z1 di un fattore pari al rapporto di attenuazione. Ciò — tuttavia — come si è spiegato all'inizio, è vero soltanto quando il carico applicato all'uscita dell'attenuatore è

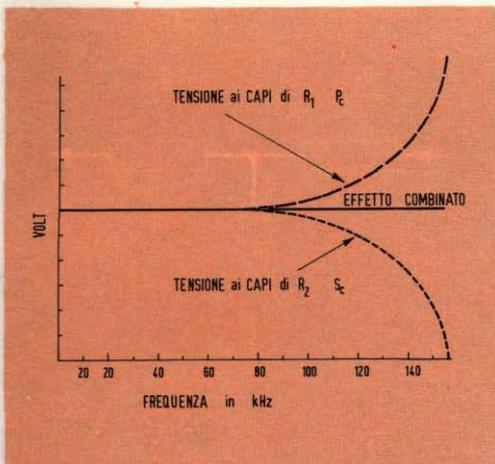



Fig. 6 - Rappresentazione grafica dell'effetto della capacità parassita Sc (figura 5), e della compensazione dovuta all'esatta regolazione di Pc. Quando il valore di Pc è quello necessario, le due curve di alterazione si compensano a vicenda, fornendo un effetto combinato che ripristina il rapporto di attenuazione che si otterrebbe con frequenze inferiori.

una resistenza infinita, ossia non assorbe corrente.

In un attenuatore a posizioni multiple, o a variazione infinita (come ad esempio un potenziometro), il valore di Zo varia da quello di Z1 in assenza di attenuazione, fino a raggiungere quello di 21 : a, corrispondente al massimo rapporto di attenuazione.

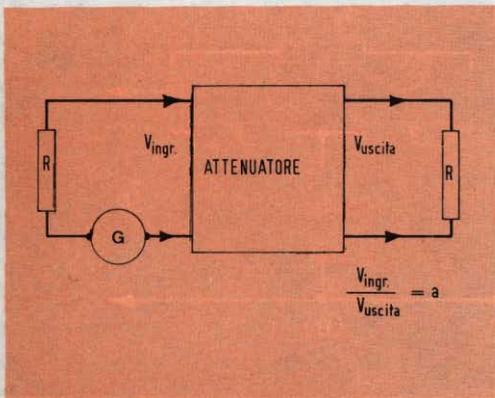



Fig. 7 - Rappresentazione semplificata di un attenuatore ad impedenza costante. R rappresenta sia il valore della resistenza interna della sorgente, sia quello della resistenza interna del carico. Il fattore « a » rappresenta il rapporto di attenuazione.

L'ultima caratteristica di una certa importanza è infine riferita al **bilanciamento,** o meglio alla sua mancanza. Dal momento che un lato del tipo di attenuatore che abbiamo sino ad ora considerato fa capo a massa, o è almeno al potenziale di massa, è ovvio che esso non si presta per effettuare l'attenuazione di un segnale che risulti bilanciato verso massa.

Nei casi in cui occorre attenuare un segnale di questo tipo, oppure quando occorre mantenere costante il valore dell'impedenza di uscita, pari a quello della impedenza di ingresso, occorre ripiegare su di un altro tipo di attenuatore, il cui principio è illustrato alla **figura 7.**

In essa, G rappresenta la sorgente della tensione da attenuare, ed R (apparentemente in serie), rappresenta il valore della sua resistenza interna. La tensione prodotta viene applicata all'ingresso dell'attenuatore, alla cui uscita è applicato un carico avente il medesimo valore di R. Il rapporto tra la tensione di ingresso e la tensione di uscita costituisce il rapporto di attenuazione, rappresentato dal simbolo « a ».

La **figura 8** illustra due esempi di attenuatori ad impedenza costante, di cui **A** rappresenta la versione non bilanciata, mentre **B** rappresenta la versione bilanciata.

Il tipo di figura 8-A consiste in tre resistenze, disposte secondo il sistema denominato a « T » (dall'evidente analogia con la lettera dell'alfabeto). Esso soddisfa perfettamente le esigenze relative alla eguaglianza tra l'impedenza di ingresso e quella di uscita, ma presenta l'inconveniente di non essere bilanciato. Questo attenuatore si presta però facilmente all'adattamento per soddisfare anche quest'ultima esigenza, con l'aggiunta di altre due resistenze, come in B. In tal caso l'attenuatore diventa del tipo detto ad « H », o a « T » simmetrico.

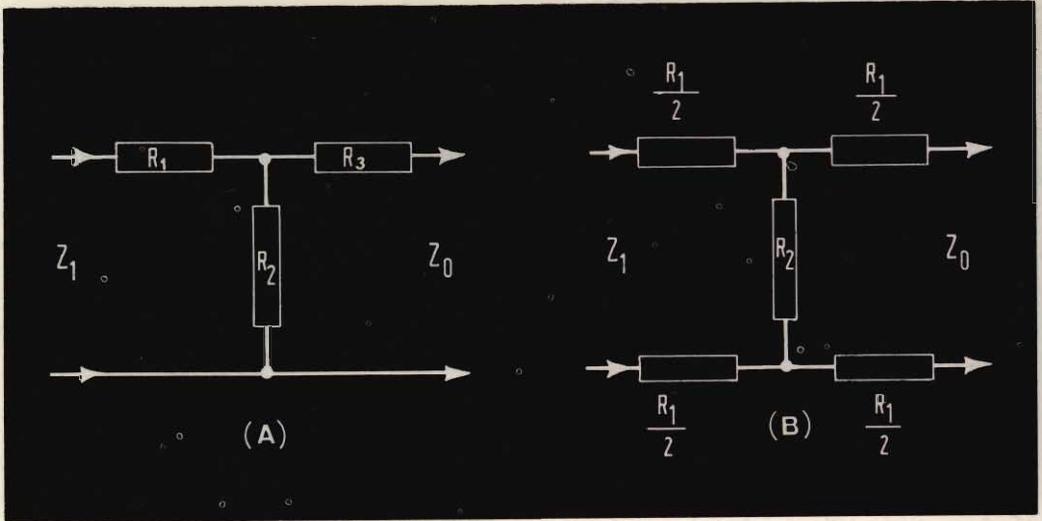



Fig. 8 - Elementi di attenuazione a « T » asimmetrico (A), ed a « T » simmetrico o bilanciato (detto anche ad « H »), in B. Nel primo caso, R1 e R3 hanno il medesimo valore. Nel secondo, le quattro resistenze in posizione simmetrica hanno tutte un valore pari alla metà di R1.

Nel passaggio dal primo al secondo tipo, tutte le resistenze in serie assumono un valore pari alla metà di quello calcolato, mentre quella in parallelo, vale a dire R2, mantiene il valore adottato per il tipo a « T ».

Nell'attenuatore del tipo detto a « T », per ottenere valori eguali dell'impedenza di entrata e di uscita, le relazioni che intercorrono tra i valori relativi di R1, R2 ed R3 vengono calcolate in base alle seguenti formule:

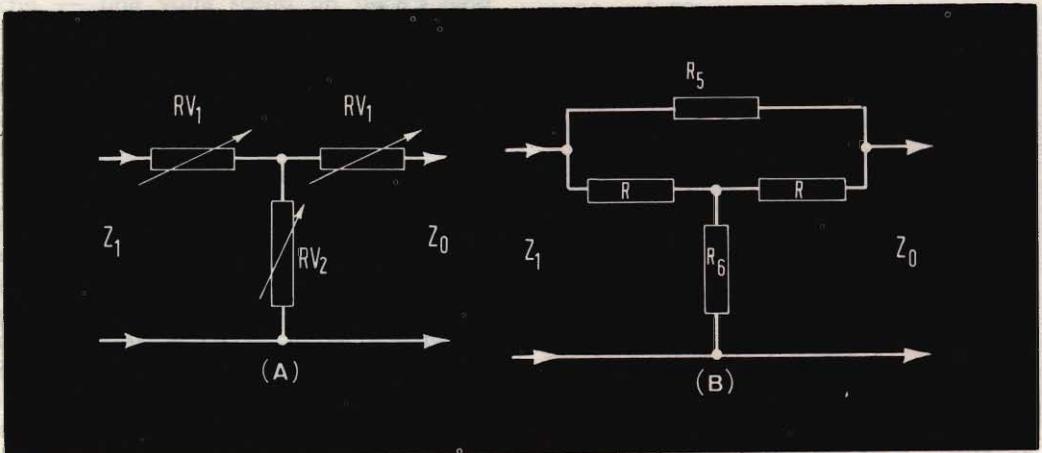



Fig. 9 - In A, si osserva un attenuatore asimmetrico a « T » a variazione continua, consistente in tre resistenze variabili comandate da un unico albero. In B — invece — si osserva una variante dell'attenuatore asimmetrico a « T », detto « a T con ponte ». In questo elemento di attenuazione, R resta solitamente costante, mentre — per variare il rapporto di attenuazione — si fanno variare R5 ed R6.

STEREO HI-FI

PIASTRA DI REGISTRAZIONE

Mod. D 104: 4 tracce - N. G.B.C. S/185
Mod D 106: 2 tracce - N. G.B.C. S/186

Tre testine magnetiche: una di registrazione, una di riproduzione e una di cancellazione.
Tre motori di trascinamento.
Tre velocità: 19 cm/s; 9,5 cm/s; 4,75 cm/s.
Riavvolgimento: 360 metri al minuto.
Comandi a tasti.
Contatore a quattro cifre.
Bobine da 7".

TRUVOX LTD. - NEASDEN LANE - LONDON - ENGLAND

$$R1 = \frac{(a - 1)}{(a + 1)} \qquad R2 = \frac{(2\,a)}{(a^2 - 1)}$$

$$R3 = R1.$$

Nei confronti del tipo simmetrico o ad « H », per il calcolo dei rapporti basta tener conto della metà del valore di R1. Il valore di R2 resta il medesimo.

La **figura 9** illustra in **A** un attenuatore a « T » asimmetrico, del tipo a variazione infinita, costituito da tre resistenze variabili comandate da un unico albero. Mano a mano che le due resistenze in serie aumentano di valore, la resistenza in parallelo diminuisce, e viceversa. Ciò consente di mantenere eguali i valori di impedenza di ingresso e di uscita, pur permettendo la variazione del rapporto di attenuazione, senza soluzione di continuità tra le due posizioni estreme.

Alla sezione **B** della figura 9 è invece illustrata una variante dell'attenuatore a « T » asimmetrico. Questo tipo prende il nome di attenuatore a « T » con ponte. Il suo vantaggio principale risiede nel fatto che — per variare il rapporto di attenuatore — è sufficiente variare i valori di R5 e di R6, mentre le altre due resistenze (entrambe contrassegnate R) devono avere un valore pari a quello dell'impedenza di ingresso e di uscita. Di conseguenza, queste ultime possono essere permanentemente collegate al circuito, mentre un semplice commutatore a due vie provvede alla scelta del rapporto di attenuazione desiderato.

Fermi restando i valori di R, che corrispondono all'impedenza di entrata e di uscita dell'attenuatore, in questo caso si ha che

$$R5 = R\,(a - 1)$$

ed

$$R6 = R \left(\frac{1}{a - 1} \right)$$

La **figura 10** illustra lo schema elettrico di un attenuatore a « pi greco » (π) asimmetrico in **A**, ed il medesimo tipo bilanciato in **B**.

Entrambi questi tipi presentano le medesime caratteristiche sostanziali di quelli illustrati alle figure 9A e 9B. La scelta tra l'attenuatore a T e l'attenuatore a π dipende quindi dalle preferenze del progettista e — in una certa qual misura — dalla esperienza.

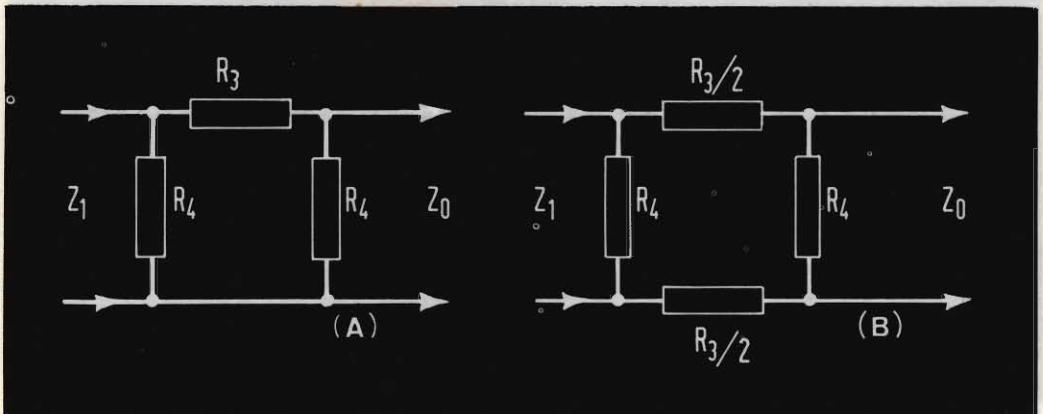



Fig. 10 - In A è rappresentato l'aspetto tipico di un elemento di attenuazione asimmetrico detto a « pi greco ». In B, è rappresentato il medesimo elemento, ma nella versione simmetrica o bilanciata.

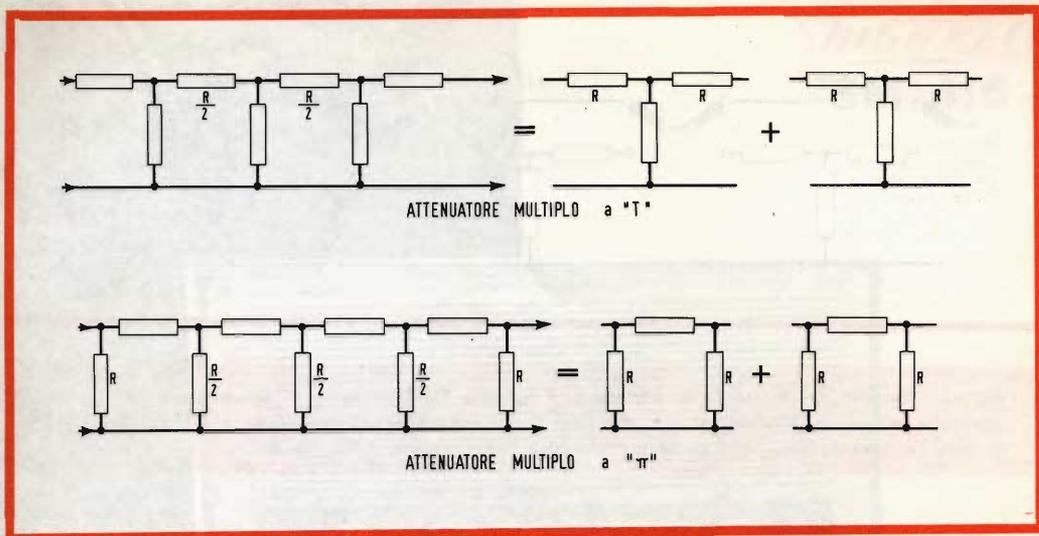



Fig. 11 - Esempi di attenuatori a sezioni multiple, per ottenere diversi gradi di attenuazione selezionabili mediante un commutatore. In alto è rappresentata una catena di attenuazione costituita da elementi a « T ». In basso la catena è invece costituita da elementi a « pi greco ». In entrambi i casi, si tratta di attenuatori non bilanciati.

Agli effetti del calcolo del rapporto, abbiamo che

$$R3 = \frac{(a^2 - 1)}{(2\,a)}$$

ed

$$R4 = \frac{(a + 1)}{(a - 1)}$$

IL RAPPORTO DI ATTENUAZIONE VARIABILE

Sebbene entrambi gli attenuatori a T ed a pi greco fino ad ora considerati permettano di effettuare una attenuazione a rapporto fisso, è spesso opportuno rendere questo rapporto variabile senza peraltro compromettere l'eguaglianza tra l'impedenza di uscita e quella di ingresso. Ciò può essere ottenuto assai facilmente, predisponendo uno a fianco dell'altro tanti attenuatori di uno dei due tipi, quanti ne sono necessari, così come si nota alla **figura 11**.

Naturalmente, è indispensabile decidere se si usa il tipo a T o il tipo a π, per realizzare i vari elementi che costituiscono l'attenuatore multiplo, in quanto occorre apportare delle correzioni ai valori resistivi in serie o a quelli in parallelo, a seconda di quale dei due venga usato.

Quando si usano elementi a T, si avranno due componenti resistivi del tipo « in serie », che risultano in serie tra loro; quando invece si usano elementi a π, si avranno due componenti resistivi del tipo « in parallelo », che risultano in parallelo tra loro. Di conseguenza, entrambi possono essere conglobati in uno solo, avente un valore pari alla metà di quello calcolato, nel caso in parallelo, e doppio nel caso in serie. In altre parole, usando questo sistema anziché usare diverse sezioni separatamente, si ottiene un risparmio di componenti.

Sebbene gli attenuatori di questo tipo vengano comunemente definiti con l'espressione « ad impedenza costante », essi non presentano tuttavia un valore rigorosamente costante dell'impedenza, in particolare quando il cursore si trova alle estremità del commutatore con cui si sele-

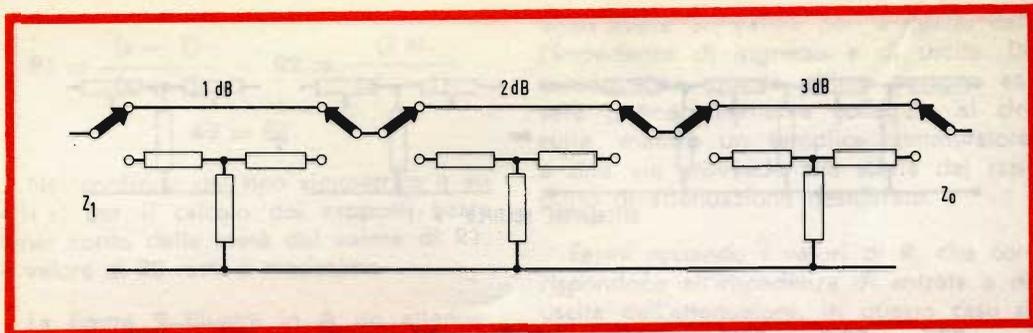



Fig. 12 - Esempio di sistema di commutazione a pulsanti. Ogni elemento di attenuazione può essere inserito o disinserito, agendo sui due elementi di commutazione che precedono e seguono ciascuno di essi. In questo caso, ogni elemento determina l'attenuazione di un decibel.

zionano i rapporti di attenuazione. Ciò nonostante, le variazioni di impedenza che si verificano sono di lieve entità. Sotto questo aspetto, l'attenuatore a scala comunemente definito col termine inglese « ladder » è indubbiamente quello di impiego più comune sugli strumenti e sulle apparecchiature funzionanti a frequenza acustica ed a frequenze elevate. Per l'impiego nei circuiti funzionanti in VHF ed in UHF, si fa uso di tipi particolari di « ladder », nei quali gli elementi attivi sono schermati uno rispetto all'altro mediante scatole in fusione di alluminio, onde rendere minimi gli effetti dell'induzione reciproca, e delle capacità parassite.

È forse importante sapere che la maggior parte dei costruttori realizza questi attenuatori montando i relativi componenti intorno ad un commutatore rotante ad una o più vie, a seconda del tipo. Naturalmente, con l'attenuatore ad « L », del tipo di cui alla figura 1, occorre un commutatore ad una sola via, come pure per i tipi a T ed a π non bilanciati. I medesimi tipi, nella versione simmetrica, necessitano invece di commutatori a due vie.

CIRCUITI DI COMMUTAZIONE

A volte, il luogo di un commutatore rotante, è possibile usare un sistema di commutazione a pulsanti, del tipo a due vie e due posizioni. In tal caso — naturalmente — la massima attenuazione ottenibile dipende dal numero dei pulsanti disponibili, e — quindi — dal numero degli elementi di attenuazione.

La **figura 12** illustra un esempio di realizzazione di questo tipo, costituito da tre elementi a « T » asimmetrici. La catena può essere estesa a piacere, ed i componenti possono essere dimensionati in modo tale da ottenere un'attenuazione a scatti di 1 decibel ciascuno.

Quando tutti i commutatori sono aperti, come nel caso illustrato, non si ha attenuazione, in quanto il segnale di ingresso percorre direttamente le linee superiore ed inferiore, escludendo gli elementi resistivi. Non appena i due cursori di sinistra e di destra del primo elemento vengono portati nella posizione inferiore (contemporaneamente), viene inserito il primo elemento, per cui si ha l'attenuazione di 1 decibel. L'inserimento del secondo elemento determina l'attenuazione di un altro decibel, e così via.

Questo sistema si rivela assai vantaggioso rispetto all'attenuatore a commutatore rotante, in quanto evita i fenomeni di alterazione dei rapporti dovuti agli accoppiamenti parassiti di natura induttiva e capacitiva. Di conseguenza, il metodo illustrato è certamente preferibile sotto ogni aspetto quando l'attenuatore deve poter funzionare con frequenze assai elevate.

SM / 416

La descrizione
di questo modello
è stata pubblicata
sul n. 1/1967

RICEVITORE AM FM-UZ 22

DATI TECNICI

FM

Gamma di frequenza: 86 ÷ 105 MHz
Sensibilità: 10 μV
Impedenza d'antenna: 300 Ω
Banda passante MF: 180 kHz
Selettività (per Δ F = 300 kHz): 30 dB
Deenfasi: 50 μs

AM

Gamma di frequenza: 530 ÷ 1.620 kHz
Sensibilità: 150 μV
Banda passante MF: 10 kHz

COMANDI

Pulsanti: Tono - Interruttore - Fono - AM - FM
Potenziometro: guadagno BF
Sintonia: con occhio magico
Ingresso: per pick-up
Uscite: multiplex per decoder
Potenza d'uscita: 2,5 W
Altoparlante: ellittico (100 x 150 mm)
Valvole: 6 valvole + 1 diodo al silicio
Alimentazione: 110 ÷ 220 V; 50 ÷ 60 Hz
Mobile in legno e frontale in materia plastica
Dimensioni: 215 x 365 x 175 mm
Peso: 4,7 kg

È REPERIBILE PRESSO
TUTTE LE SEDI G.B.C.

HIGH-KIT

IL CALCOLO DEI VALORI

Il calcolo dei valori delle resistenze che compongono un attenuatore più o meno complesso viene eseguito tenendo conto di numerosi fattori: in primo luogo, è importante conoscere l'impedenza di uscita della sorgente che fornisce la tensione da attenuare. Il medesimo valore è quello che deve caratterizzare l'impedenza costante dell'attenuatore, in base al principio secondo il quale si ottiene il massimo trasferimento di energia ad un carico, quando l'impedenza della sorgente è uguale a quella del carico stesso.

In secondo luogo, occorre conoscere con esattezza il valore della tensione da attenuare, e quello della corrente in gioco. Una volta noti questi valori, e stabiliti i rapporti di attenuazione (siano essi frazioni della tensione originali, oppure espressi in decibel), è possibile procedere nel calcolo.

Se ci riferiamo al circuito di figura 1, sappiamo già in quale modo è possibile calcolare i valori di R1 e di R2, in base ai dati disponibili. Quando l'attenuatore è invece del tipo a T (vedi figura 8A), il calcolo avviene esattamente nel medesimo modo, con l'aiuto della tabella riportata se i rapporti di attenuazione sono espressi in decibel. La sola differenza consiste nel fatto che R1 ed R3 devono avere il medesimo valore agli effetti dell'impedenza costante, per cui entrambe hanno un valore pari alla metà di quello che sarebbe stato necessario nel caso dell'attenuatore ad « L » di figura 1.

Con un elemento di attenuazione a «T» simmetrico, detto anche ad « H », la figura 8-B riporta con sufficiente chiarezza il fatto che le quattro resistenze delle due linee orizzontali devono tutte presentare un valore pari alla metà di quello che avrebbe dovuto avere R1 se fosse stata da sola.

In effetti — comunque — il calcolo degli elementi resistivi viene effettuato in base a formule ben note, ed il cui impiego verrà esposto su queste pagine in una prossima occasione.

IMPIEGA UN SOLO TRANSISTOR

PREAMPLIFICATORE AD ALTO GUADAGNO PER RADIO E TV

Più volte, sulla nostra rivista, abbiamo riportato la descrizione di circuiti di pre-amplificazione a transistori, aventi determinate prerogative. In genere — tuttavia — si tratta di circuiti di pre-amplificazione per bassa frequenza, da usarsi con microfoni o con trasduttori di vario tipo, all'ingresso di un amplificatore propriamente detto.
Questa volta — invece — riportiamo da Practical Television due circuiti di pre-amplificazione adatti al funzionamento in alta frequenza, e precisamente alle frequenze appartenenti alla terza banda: entrambi impiegano un solo transistore Mullard, del tipo AFZ 12.

Sia il tecnico progettista, sia il professionista o il dilettante, accoglie sempre volentieri la proposta di un circuito adatto a migliorare la ricezione, tanto delle trasmissioni radio, quanto di quelle televisive, in modo particolare in quelle zone cosiddette marginali, nelle quali il segnale ricevuto è di debole entità.

Il pre-amplificatore funzionante sulla terza banda, qui descritto in due versioni lievemente diverse, è stato progettato e realizzato in forma sperimentale nel laboratorio di ricerche della Mullard, ed il suo funzionamento è basato sulle caratteristiche intrinseche del transistore a lega diffusa del tipo AFZ 12, che si è rivelato particolarmente adatto all'impiego nella suddetta gamma di frequenze. Esso — infatti — è in grado di fornire un guadagno assai elevato, con la prerogativa di un basso fattore di rumore.

Quest'ultima prerogativa — va da sé — è assai importante specie nell'impiego come pre-amplificatore di antenna collegato ad un televisore, per ottenere una immagine nitida e stabile.

Prima di procedere nella descrizione, desideriamo far presente che coloro che intendono accingersi alla realizzazione di questo circuito potranno forse ottenere risultati analoghi sostituendo il transistore con un altro tipo equivalente. Tuttavia, per ottenere il funzionamento più soddisfacente, si consiglia di attenersi sia al tipo di transistore citato, sia ai dati forniti.

In fase di progetto del circuito, sono stati sperimentati dieci diversi transistori, ed in ognuno dei casi, il valore di guadagno ottenuto ha sempre rappresentato un risultato assai soddisfacente.

Come si osserva alle **figure 1** e **2**, sono stati realizzati due circuiti lievemente diversi tra loro: in uno di essi il transistore viene usato **con base a massa,** mentre nel secondo circuito l'impiego è quello tipico **con emettitore a massa.**

Per l'esattezza, il circuito con base a massa, illustrato appunto alla figura 1, con-

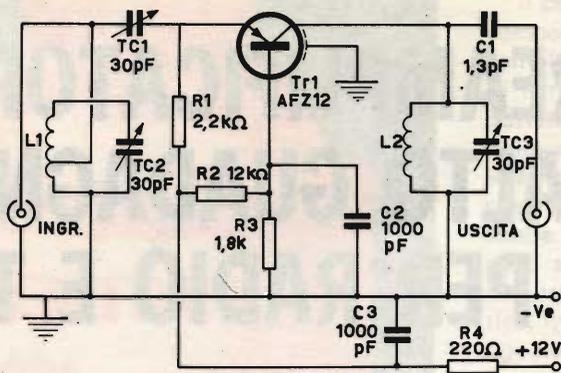



Fig. 1 - Circuito del pre-amplificatore, nella sua versione con base a massa. Esso fornisce un guadagno lievemente maggiore, ma presenta l'inconveniente di un fattore rumore apprezzabile. Si noti il disaccoppiamento dell'alimentazione che migliora la stabilità.

sente un guadagno leggermente maggiore, ma presenta anche un fattore di rumore più elevato. Infatti, mentre nel primo esso ammonta a ben 55 dB, nel secondo si riduce a soli 3,9 dB.

Il motivo di questa apprezzabile differenza nei due valori del fattore rumore risiede nel fatto che — col circuito con emettitore a massa — si ottiene un migliore adattamento delle impedenze in gioco.

Il valore medio del guadagno ottenuto con i due tipi di circuiti si aggira intorno a 12,5 dB per il circuito con base a massa, e ad 11 dB per il circuito con emettitore a massa, rispettivamente con un valore nominale della corrente di emettitore pari ad 1 milliampère.

Oltre a ciò, l'ampiezza della banda passante ammonta a 2,7 MHz per il circuito con base a massa, ed a 5 MHz per il secondo circuito, e — a tale riguardo — è doveroso precisare che le misure sono state eseguite alla frequenza centrale di 200 MHz. Ciò significa — naturalmente — che è presumibile ottenere un guadagno maggiore da parte di entrambi i circuiti, facendoli funzionare con una frequenza di valore inferiore.

Il pre-amplificatore presenta una buona

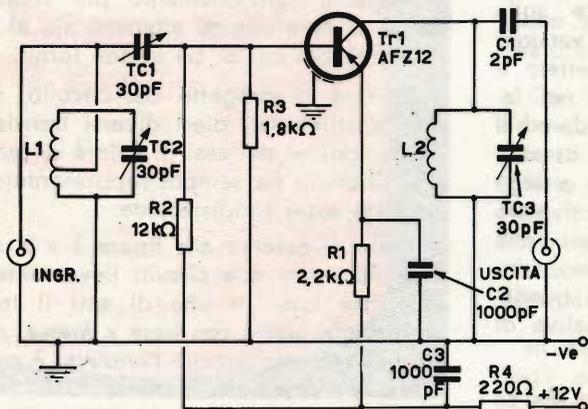



Fig. 2 - Circuito del pre-amplificatore, nella sua versione con emettitore a massa. Il minore guadagno di questo circuito rispetto a quello di figura 1 è largamente compensato dalla notevole riduzione del fattore rumore, a tutto vantaggio della ricezione.

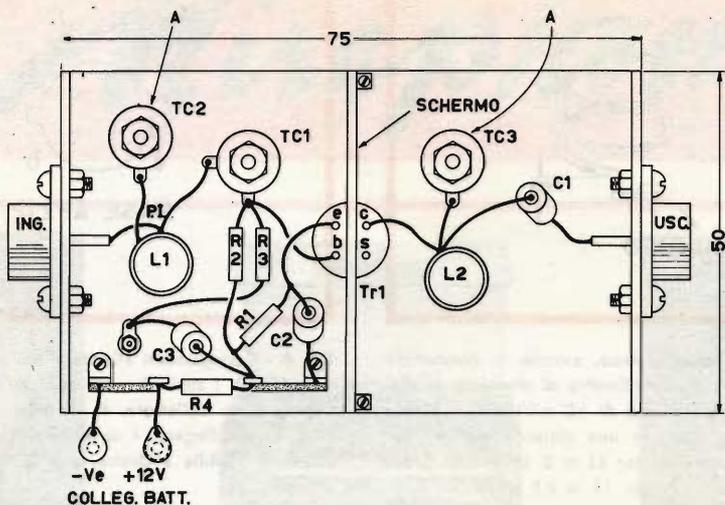



Fig. 3 - Schema della disposizione dei componenti sul telaietto auto-costruito. Si noti che l'ingresso e l'uscita sono costituiti da raccordi coassiali, disposti nelle posizioni opposte, onde evitare l'innesco di oscillazioni parassite. A è l punto di saldatura a massa. Le dimensioni sono riportate in millimetri.

stabilità di funzionamento, sempre che vengano adottate determinate precauzioni: ad esempio, l'uscita deve essere efficacemente schermata rispetto all'ingresso, il che spiega il motivo per il quale il circuito è stato realizzato nel modo illustrato alla **figura 3**. Inoltre, osservando entrambi gli schemi elettrici, si noterà che l'alimentazione è stata efficacemente disaccoppiata, e ciò proprio a tutto vantaggio della stabilità.

REALIZZAZIONE

La realizzazione pratica è assai semplice, e — possibilmente — deve essere racchiusa in un robusto involucro di rame. Il telaio deve essere tracciato sulla lastra di rame ancora piatta, e deve essere successivamente forato per essere poi piegato con l'aiuto di un blocco di legno, sagomato in modo da rappresentare le dimensioni interne della base dello chassis.

Chi lo desidera, può completare il telaietto così realizzato aggiungendo eventualmente le fiancate, ed un coperchio che può essere saldato a stagno nella sua posizione definitiva; ciò — naturalmente — dopo aver portato a termine la messa a punto finale.

Per un migliore funzionamento del dispositivo, è ovviamente opportuno adottare tutte le necessarie precauzioni, onde evitare che il circuito possa col tempo subire urti, o essere danneggiato in seguito all'infiltrazione di polvere.

Come è ormai universalmente noto, per effettuare delle saldature ai terminali di un transistore o di un componente delicato (come ad esempio un condensatore di capacità o con isolamento critici, o una resistenza che debba avere un valore assai preciso) sono necessarie alcune precauzioni. Di conseguenza, a tutto vantaggio della sicurezza di funzionamento, in tutte le saldature, specie se si tratta di compo-

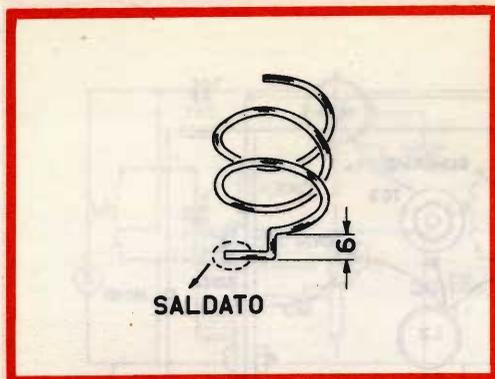



Fig. 4 - Struttura delle bobine, avvolte in conduttore di rame stagnato da un millimetro di diametro. Il diametro interno delle spire è di 10 millimetri, ed esse sono spaziate tra loro con una distanza pari al diametro del conduttore usato. L1 = 2 spire con presa a mezza spira dallo chassis. L2 = 2,5 spire.

Fig. 6 - Collegamenti alla base del transistore Mullard tipo AFZ12. I simboli rappresentano gli elettrodi come segue: c = collettore, b = base, e = emettitore, s = non collegare. I collegamenti vanno riferiti alla chiavetta visibile a destra, avente il compito di individuarli.

nenti che sono in collegamento diretto con i terminali del transistore, è sempre opportuno saldare prima i diversi terminali tra loro, saldando infine questi ultimi al terminale del transistore. Quest'ultima saldatura deve essere eseguita usando un metodo adatto ad una buona dissipazione del calore, prima che questo possa raggiungere l'interno del transistore attraverso la conduttività termica del terminale.

La struttura delle bobine è illustrata alla **figura 4**, e la loro realizzazione deve essere tale da consentire l'applicazione di un « piedino » per facilitare la saldatura. Le bobine sono del tipo ad aria, ossia autosupportate, e le spire devono essere spaziate tra loro con un intervallo pari al diametro del conduttore usato.

Per la sintonia si fa uso di compensatori a struttura esagonale. Inoltre, per assicurare la rigidità meccanica, al momento della saldatura è consigliabile inserire a pressione lo stelo in un dato, in modo da costituire una base di supporto che viene poi saldata sia allo stelo stesso, sia allo chassis.

La posizione del transistore deve essere fissata con molta cura, facendo in modo che la lamiera di schermo passi esattamente tra l'ingresso e l'uscita. Per evitare il verificarsi di corto-circuiti, è consigliabile applicare sui terminali del transistore dei brevi segmenti di tubetto isolante. Il supporto del transistore, illustrato alla **figura 5**, deve essere installato in modo tale da assicurare la rigidità meccanica del transistore stesso.

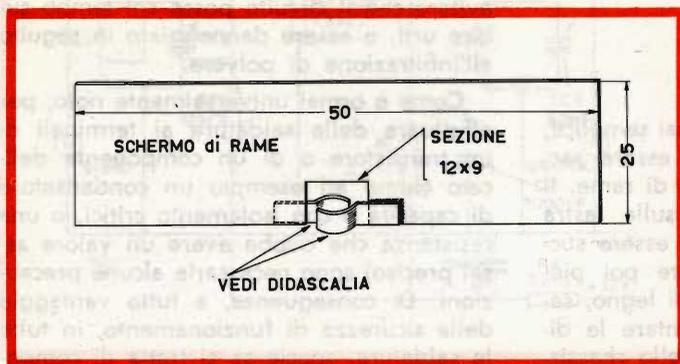
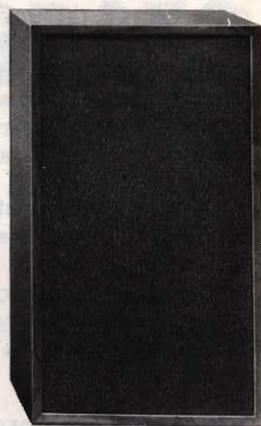



Fig. 5 - Struttura della piastrina che agisce sia da schermo tra l'entrata e l'uscita, sia da supporto del transistore. Le due linguette sagomate devono racchiudere il corpo cilindrico del transistore: esse vengono realizzate in lamierino di ottone crudo, e devono essere saldate alla piastrina nella posizione indicata.

La **figura 6** illustra i collegamenti ai terminali del transistore.

Il contenitore può essere costituito da una semplice scatoletta di legno o di plastica, avente dimensioni sufficienti a contenere l'intero amplificatore, con annessa la batteria, unitamente all'interruttore di accensione. Inoltre, dal momento che l'assorbimento di corrente da parte del circuito è assai ridotto, vale a dire inferiore a 2 milliampère, può essere opportuno aggiungere una spia a basso consumo, onde evitare che il dispositivo venga lasciato acceso per dimenticanza quando non viene usato.

Dopo aver terminato la realizzazione del circuito, e dopo aver eseguito un accurato controllo atto a rivelare eventuali errori di collegamento o dimenticanze di varia natura, è possibile procedere con la messa a punto della sintonia.

MESSA A PUNTO DEL CIRCUITO

Partendo dal condensatore di sintonia TC3, questo deve essere sintonizzato in modo da ottenere la massima uscita. Successivamente si provvede a sintonizzare TC2, e per ultimo TC1. Il suddetto procedimento, rispettandone la progressione, deve essere ripetuto fino al momento in cui nessuna regolazione successiva consente di ottenere un ulteriore miglioramento di ampiezza del segnale di uscita. Ciò fatto, i compensatori di sintonia devono essere bloccati con una goccia di cera, onde evitarne lo spostamento col tempo.

Qualora — durante l'operazione di messa a punto — si constatasse che non è possibile ottenere la massima ampiezza del segnale di uscita entro la gamma di variazione di capacità consentita dai « trimmer » TC2 o TC3, in tal caso è necessario modificare l'induttanza delle bobine L1 ed L2, avvicinandone o allontanandone le spire tra loro, a seconda delle esigenze. La prova pratica rivelerà quale dei due provvedimenti è quello necessario. Si tenga comunque presente che separando le spire — ossia allontanandole una dall'altra — si aumenta la frequenza di risonanza: questa — per contro — diminuisce, avvicinando tra loro le spire.

Se uno dei due compensatori TC2 o TC3 o entrambi si trovano in posizione di minima capacità (tutto aperto) in corrispondenza del miglior risultato, ciò significa che — avvicinando le spire — si avrà molto probabilmente un miglioramento, oltre alla possibilità di ottenere la posizione migliore non all'estremo della corsa del rotore, bensì in una posizione intermedia.

Se tutte le istruzioni fornite vengono osservate scrupolosamente, si avrà un risultato che compensa lo sforzo compiuto. Se l'ammontare del guadagno costituisce la caratteristica principale, è inoltre consigliabile realizzare l'intero circuito usando solo componenti di ottima qualità.

ELENCO DEI COMPONENTI

Resistenze:	**R1** = 2,2 kohm	**R3** = 1,8 kohm
	R2 = 12 kohm	**R4** = 220 ohm
	(tutte a carbone, al 10%, e da 0,25 W)	
Condensatori:	**C1** = 1,3 pF (fig. 1), e 2 pF (fig. 2)	
	C2 = 1000 pF ceramico	
	C3 = 1000 pF ceramico	
	TC1, **TC2**, **TC3** = Compensatori concentrici, da 3-10 pF	
Varie:	2 prese coassiali, un telaio in rame, quattro viti con dado.	

Elenco dei componenti necessari alla realizzazione, e dei relativi valori.

AMPLIFICATORE 10 W CON PREAMPLIFICATORE EQUALIZZATO E VIBRATO

a cura di T. Lacchini

Presentiamo ai nostri lettori un'interessante realizzazione di un amplificatore da 10 W provvisto di preamplificatore equalizzato e di vibrato, adatto quindi per funzionare in unione con chitarra elettrica.

Proseguendo la descrizione di amplificatori di bassa frequenza, e nell'intento di fare cosa gradita a molti nostri lettori, illustriamo un amplificatore di media potenza, ma con caratteristiche tali da soddisfare le più svariate esigenze. Questo amplificatore può essere suddiviso in quattro circuiti essenziali così distinti:

Selettore d'ingresso ed equalizzatore.
Preamplificatore vibrato.
Controllo dei toni e volume.

Amplificatore di potenza e controreazione.

Lo schema elettrico in **fig. 1** ne illustra le caratteristiche tecniche. Il selettore d'ingresso ed equalizzatore è fornito di tre entrate, e precisamente radio o registratore, strumento con vibrato e fono. L'ingresso fono è suddiviso in tre posizioni equalizzate secondo i vari standard d'incisione.

Su tale argomento è bene notare che, nella nostra realizzazione, l'equalizzatore è inserito nello stesso amplificatore, il che ne riduce notevolmente l'ingombro e rende il tutto compatto e di facile agibilità.

Riteniamo opportuno richiamare l'attenzione dei lettori sui vari standard di registrazione dei dischi:

a - R.I.A.A.

b - DECCA

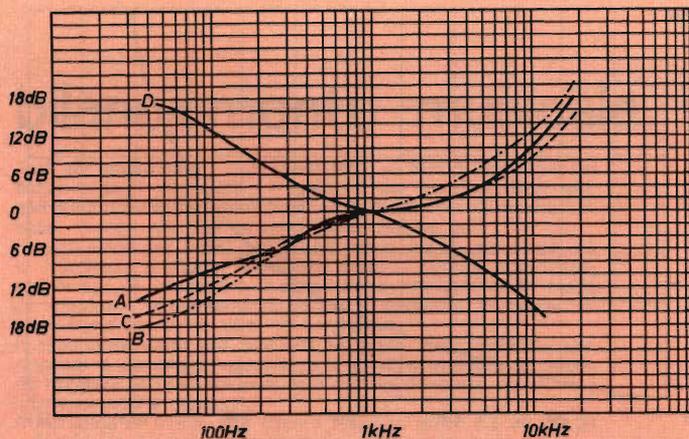
c - MICROSOLCO.

Le varie curve ed i livelli d'incisione sono riportati in **fig. 2**.

La giusta equalizzazione dei livelli di rivelazione delle incisioni è la prima condizione per un buon ascolto, e perciò si è posta particolare cura nel realizzare il circuito di equalizzazione costituito dalla valvola EF 86 (V 3).

Questo circuito non ha lo scopo di preamplificare il segnale, ma quello di contenerlo entro i limiti di linearità, e quindi di una fedele riproduzione.

Fig. 1 - Schema elettrico completo dell'amplificatore.

Fig. 2 - Curve caratteristiche della registrazione secondo le norme dei dischi: a) RIAA; b) Decca; c) microsolco; d) curva di equalizzazione dell'amplificatore.

Il circuito del vibrato è composto da due valvole tipo 12 AU 7; la V1 ha funzioni di preamplificatrice ed ogni triodo V1-1 e V1-2 permette l'amplificazione di un canale con un asensibilità adatta ai microfoni piezoelettrici ed ai rivelatori per strumenti.

I due canali amplificatori, separati, vengono bilanciati con un potenziometro da 1 MΩ, RV1-1 lineare, che permette l'esaltazione e l'attenuazione di ambedue i canali predetti. In seguito il segnale viene inviato al primo triodo della seconda valvola 12 AU 7 (V2-1); tale triodo ha la funzione di miscelatore per i due segnali esterni e per il segnale oscillante che gli giunge dal triodo della V2-2. Detta valvola oscillatrice provoca il vibrato modulando per battimento il segnale che è presente nella miscelatrice. L'oscillatore del vibrato ha la possibilità di essere regolato tanto in ampiezza (RV2), quanto in frequenza (RV3), e vi è inoltre una presa jak S1 per l'inserimento del pedale che funziona da interruttore e che determina la sua entrata in funzione.

I segnali, così elaborati, vengono inviati al commutatore d'ingresso S2-1, che ha le funzioni di commutare l'ingresso dell'equalizzatore (valvola V3) e sono poi inviati alla V4 preamplificatrice (EF 86).

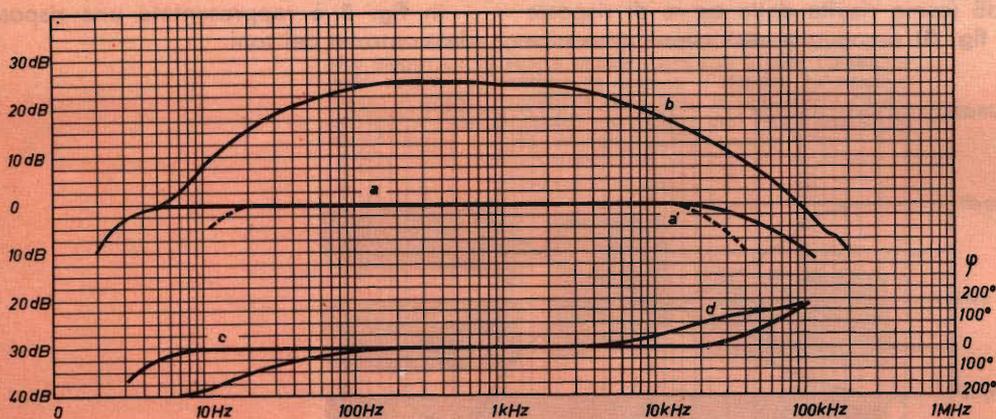



Fig. 3 - Curve caratteristiche: a) risposta in frequenza; a') risposta in frequenza a 10 W; b) guadagno della controreazione; c) distorsione di fase; d) catena di controreazione.

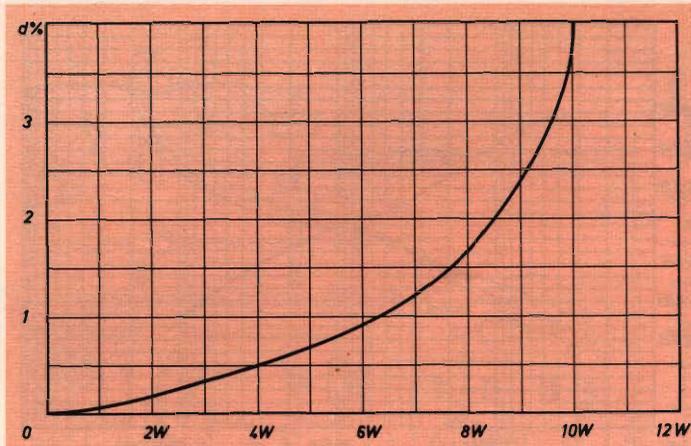



Fig. 4 - Curva caratteristica della distorsione armonica a 400 Hz.

Il segnale amplificato perviene alle valvole V5 tipo 12 AU 7 invertitrice di fase. Lo stadio finale impiega un push-pull di EL 84 (V6 e V7), le cui caratteristiche tecniche di potenza e circuitali sono state già precedentemente descritte unitamente al circuito di preamplificazione e di inversione di fase.

Allo scopo di ottenere una risposta lineare dell'amplificatore, si è provveduto ad agire con un forte valore di controreazione che permette, impiegando trasformatori HF, che abbiano un'impedenza primaria di 8 kΩ e siano in grado di sopportare una potenza non inferiore agli 8 W, di ottenere una risposta di frequenza compresa fra i 20 e i 20.000 Hz lineare entro 3 dB (come risulta dalla curva di risposta di **fig. 3**) e con una distorsione armonica che ha una curva caratteristica in funzione della potenza d'uscita in W come risulta dal diagramma di **fig. 4**.

L'impedenza secondaria del trasformatore d'uscita è indicativa per la scelta degli altoparlanti. In parallelo al carico del secondario va posta una resistenza da 1 kΩ/ 1 W allo scopo di proteggere lo stadio finale nel caso venga tolto l'altoparlante, oppure nel caso che il carico venga a mancare.

I circuiti di controllo dei toni suddivisi in due comandi per una esaltazione di 10 dB alla frequenza di 70 Hz e 20 dB alla frequenza di 10 kHz.

In **fig. 5** è rappresentata una risposta del controllo dei toni.

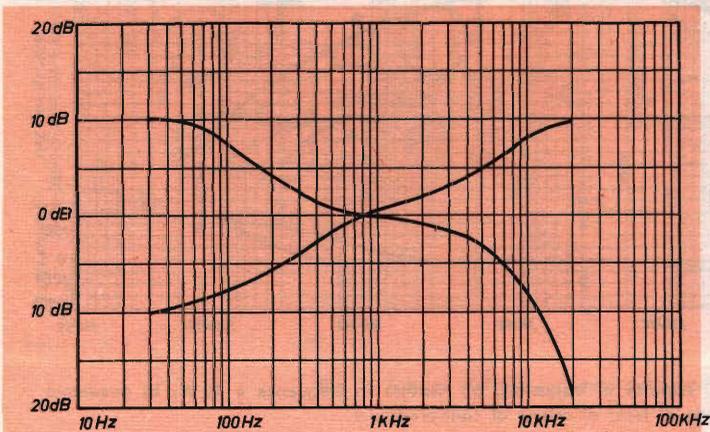
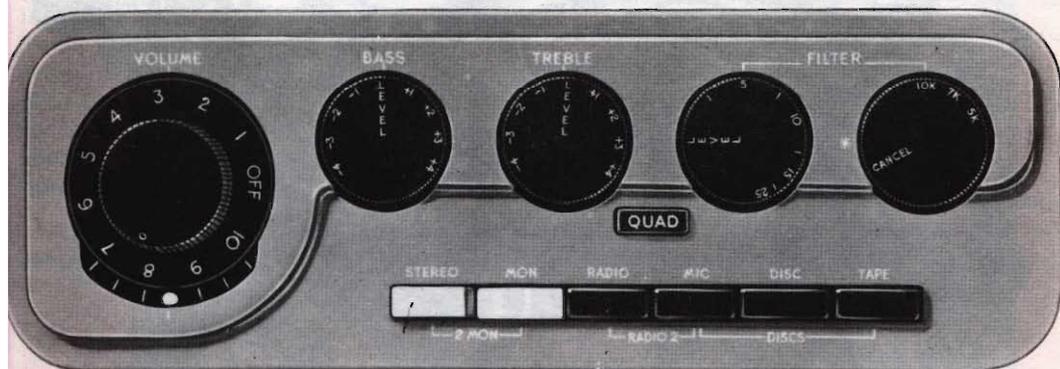
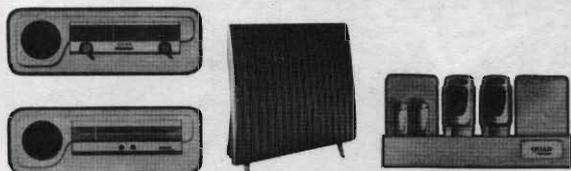
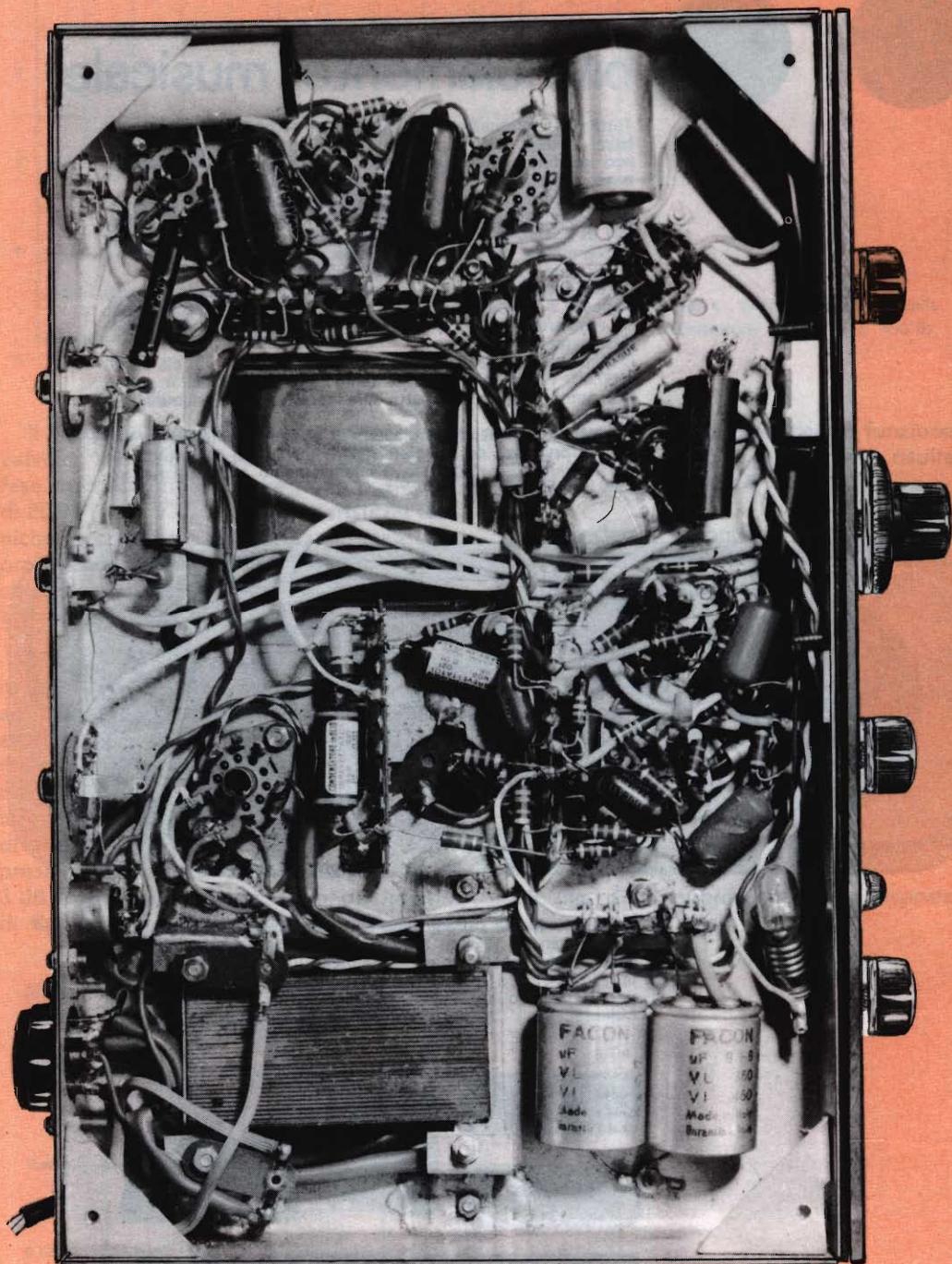



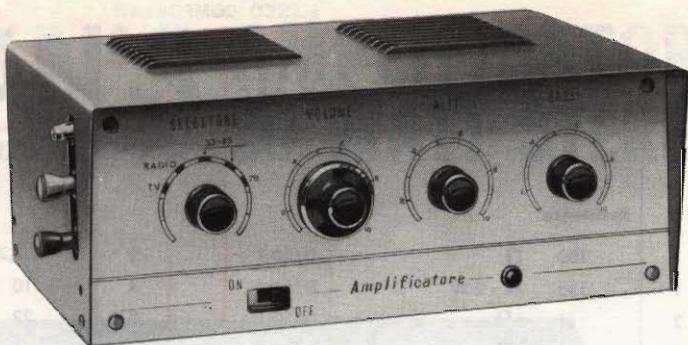
Fig. 5 - Curva caratteristica dei controlli di tono.

ALTI BASSI

bilanciamento musicale

Tutti gli amplificatori — o quasi tutti — hanno regolatori dei bassi e degli alti. Tutti i regolatori dei bassi e degli alti, non innaturalmente, aumentano e diminuiscono il livello dei bassi e degli alti, ma la similitudine finisce qui!
Il regolatore dei bassi sul QUAD varia sia la pendenza sia la frequenza d'attacco mediante quattro circuiti discriminatori di eguale impedenza. I canali sono sincronizzati in modo da eliminare sfasamenti cosicchè è garantita la buona riproduzione stereo in tutte le condizioni.
Il regolatore degli alti funziona in modo intermedio tra una risposta a pendenza variabile e a gradino variabile in modo da regolare la brillanza musicale pur mantenendo un naturale bilanciamento armonico.
Il comando di livello può essere regolato entro 0,5 dB da 20 a 20.000 Hz mentre la bontà delle altre regolazioni è garantita entro ± 1,5 dB rispetto alle caratteristiche nominali di listino.
Naturalmente, quando si dispone di sorgenti audio d'alta qualità, la presenza dei regolatori di tono diviene superflua, ma nel frattempo, è rispettato il bilanciamento musicale nel vostro amplificatore?

Per la più fedele riproduzione del suono originale. Ecco il nostro slogan da 15 anni a questa parte che è pure l'obiettivo delle nostre realizzazioni da almeno il doppio. Informatevi presso il vostro rivenditore sulla linea di apparecchi QUAD per l'Alta Fedeltà, oppure scrivete a Ref. H.F. Acoustical Manufacturing Co. Ltd., Huntingdon. Huntingdon 361.

QUAD

THE ACOUSTICAL MANUFACTURING CO., LTD.
HUNTINGDON • HUNTS. • ENGLAND
TELEPHONE: 361 & 574 — TELEGRAMS: ACOUSTICAL, HUNTINGDON

Come si presenta l'amplificatore a cablaggio ultimato.

Vista dell'amplificatore con in evidenza i comandi frontali ed i vari ingressi.

Il controllo del volume è realizzato con un potenziometro da 1 + 1 MΩ lineare RV1 a comando separato. Il primo potenziometro RV1-1 viene impiegato per la regolazione ed il bilanciamento dei due canali preamplificati ad alta sensibilità, facenti parte del circuito del vibrato come già detto precedentemente, mentre il secondo RV1-2 ha le funzioni di controllo di volume per tutti gli ingressi dell'amplificatore.

Il circuito d'alimentazione ha i seguenti componenti:

Trasformatore d'alimentazione.
Primario: universale.

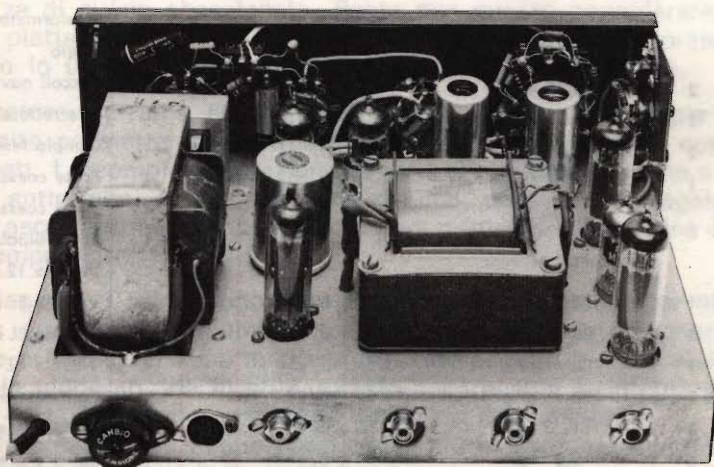
Secondario A.T.: 270 + 270 V con presa centrale; 95 mA.

Secondario B.T.: filamenti, 6,3 V - 5 A.
Valvola raddrizzatrice: EZ 81 (V7).

Condensatore di filtro: 50 + 50 μF; 350 V.

Impedenza di filtro: 100 mH.

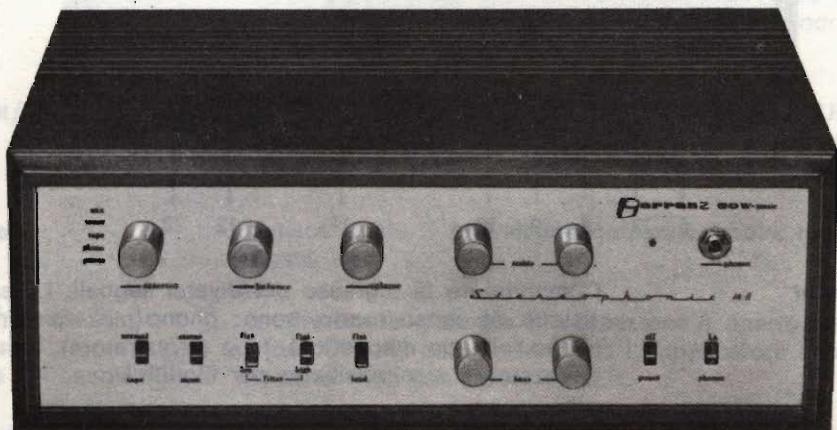
Il cablaggio del circuito è stato eseguito secondo i metodi tradizionali, e non su circuito stampato per motivi d'ingombro.

Vista posteriore dell'amplificatore. Da notare la compattezza del montaggio

ELENCO COMPONENTI

N.	Descrizione	N. G.B.C.
	Resistenze	
1	100 Ω	D/30-1
1	135 Ω - 2 W	D/54-4
3	1 kΩ	D/30-1
1	1,5 kΩ	D/30-1
4	2,2 kΩ	D/30-1
2	4,7 kΩ	D/30-1
1	6,8 kΩ	D/30-1
3	10 kΩ - 1 W	D/42
1	18 kΩ	D/30-1
1	27 kΩ - 1 W	D/42
1	39 kΩ - 1 W	D/42
5	47 kΩ	D/30-1
1	82 kΩ	D/30-1
7	100 kΩ	D/30-1
1	180 kΩ	D/30-1
2	220 kΩ	D/30-1
2	270 kΩ	D/30-1
3	330 kΩ	D/30-1
2	390 kΩ	D/30-1
5	470 kΩ	D/30-1
3	560 kΩ	D/30-1
2	1 MΩ	D/30-1
1	3,3 MΩ	D/30-1
1	4,7 MΩ	D/30-1
2	10 MΩ	D/30-1
	Potenziometri	
2	0,25 MΩ	D/212
1	1 MΩ	D/212
2	0,25 MΩ	D/241
1	1 + 1 MΩ	D/294
	Condensatori	
1	8 pF	B/11
1	33 pF	B/11
1	100 pF	B/11
2	330 pF	B/11
1	1 kpF	B/11
5	2,2 kpF	B/11

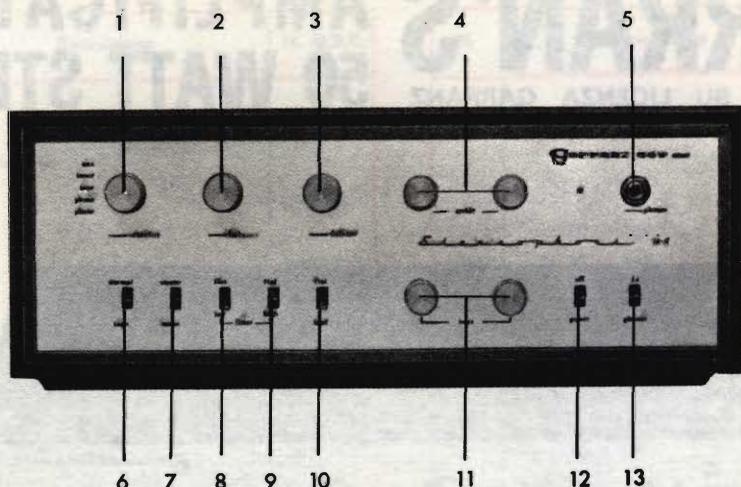
N.	Descrizione	N. G.B.C.
2	4,7 kpF	B/255
4	10 kpF	B/256
2	22 kpF	B/258
4	47 kpF	B/258
5	0,25 μF	B/263
3	10 μF	B/361
1	8 μF	B/551
1	8 + 8 μF	B/662
1	16 + 16 μF	B/664
1	100 μF	B/364
1	50 + 50 μF	B/728
1	50 μF	B/374
1	Impedenza	H/14
	Trasformatori d'uscita consigliati:	
1	....	H/135
1	....	H/136
1	....	H/211
1	....	H/212
1	....	H/213
1	Trasformatore d'alimentazione	H/152
1	Telaio	O/949-1
8	Zoccoli noval	G/2654
1	Interruttore	G/1155-1
1	Cambio tensione	G/2103
4	Prese coassiali	G/2581
4	Spine coassiali	G/2581-1
1	Spina bipolare	C/210
	Valvole 12 AX 7 (ECC 83)	
2	Valvole EF 86	
	Valvole EL 84	
1	Valvole EZ 81	
1	Commutatore 2 vie 5 posizioni	G/1003
5	Manopole a scelta	
1	Spina e presa	G/2430

BARRAN'S AMPLIFICATORE 50 WATT STEREO

COSTRUITO SU LICENZA GARRANZ

Nel campo dei componenti per alta Fedeltà questo amplificatore risulta ideale per l'amatore esigente. Un'attenta osservazione delle caratteristiche tecniche e circuitali pone in risalto due aspetti preminenti dell'apparecchio: l'elevata qualità della riproduzione e la praticità d'impiego. Come è noto la qualità del suono riprodotto è influenzata principalmente da tre fattori: risposta in frequenza, distorsione e rapporto segnale-disturbo. Nel caso della Barran's la serietà degli studi di progetto, degli esami di laboratorio e delle prove di collaudo, ha permesso di raggiungere una purezza di suono eccezionale. Basta per questo considerare la risposta in frequenza: piatta entro 1 dB da 10 fino a 60.000 Hz; e la distorsione totale: contenuta entro lo 0,15% alla rilevante potenza di 15 W per canale.

Nell'impiego l'amplificatore Barran's 50 W risulta pratico e verticale. L'ampia varietà d'ingressi ed uscite permette di effettuare qualsiasi collegamento con i componenti più disparati. La completa dotazione di controllo di tono, volume e bilanciamento e di filtri antirombo, antifruscio e fisiologico, consente di regolare a piacimento il suono ascoltato, compensando così ogni particolarità acustica dell'ambiente o di altri componenti.

La linea è sobria ed elegante, i colori sono stati accuratamente studiati per ottenere un accostamento gradevole. Il mobile è in noce massiccio; la mascherina frontale e le manopole di comando sono in alluminio color paglierino. In qualsiasi tipo di arredamento, sia moderno, sia in stile, questo apparecchio si integra perfettamente, addirittura si può dire che completa l'estetica dell'ambiente.
La descrizione particolareggiata che segue pone ancor più in evidenza i notevoli pregi di questa interessante realizzazione.

FUNZIONI ED IMPIEGO DEI COMANDI FRONTALI

① **Selector** — Commutatore di ingresso dei diversi segnali. Le sue posizione, in senso orario, sono: phono (pick-up ceramico) phono (pick-up magnetico), tape (registratore), tuner (sintonizzatore), aux (ausiliario per filodiffusione, TV, etc.).

② **Balance** — Questo comando consente il bilanciamento del livello d'ascolto dei due canali: se il volume del canale sinistro è troppo basso occorre ruotare la manopola in senso antiorario, se il volume del canale destro è troppo basso occorre ruotare la manopola in senso orario.

③ **Volume** — Dà la possibilità di regolare simultaneamente il livello d'ascolto dei due canali.

④ **Treble** — Questo comando permette di variare le condizioni d'ascolto dei toni alti secondo il gusto personale dell'ascoltatore e le condizioni acustiche dell'ambiente. Ruotando la manopola in senso antiorario si attenuano i toni alti, ruotandola in senso orario si esaltano; a metà corsa la riproduzione è uniforme. La regolazione è separata per i due canali.

⑤ **Phones** — Presa jack per cuffia stereofonica.

⑥ **Normal/Tape** — Nella posizione NORMAL il tasto predispone l'apparecchio per funzionare come amplificatore dei segnali di ingresso selezionati da SELECTOR. Nella posizione TAPE il segnale presente all'uscita registratore, dopo essere stato registrato, viene istantaneamente riprodotto, se il registratore è previsto per il controllo istantaneo della qualità di registrazione, attraverso l'amplificatore medesimo.

⑦ **Stereo/Mono** — Nella posizione STEREO, l'apparecchio funziona come normale amplificatore stereo. Nella posizione MONO i due canali vengono collegati in parallelo per la riproduzione di segnali di ingresso monofonici.

⑧ **Flat/Low filter** — Il filtro antirombo è escluso nella posizione FLAT. Nella posizione LOW si ha una attenuazione di 12 dB a 25 Hz per l'eliminazione del rombo causato dal piatto giradischi.

⑨ **Flat/High filter** — Il filtro antifruscio è escluso nella posizione FLAT. Nella posizione HIGH si ha una attenuazione di 15 dB a 15 kHz per l'eliminazione del fruscio eventualmente prodotto dalla riproduzione di dischi logorati.

⑩ **Flat/Loud** — Correttore fisiologico inserito in posizione LOUD. Compensa le perdite selettive dell'orecchio a basso volume d'ascolto.

⑪ **Bass** — Agisce come il precedente comando treble, ma sui toni bassi.

⑫ **Off/Power** — L'interruttore generale di accensione è aperto nella posizione OFF. Si pone in funzione l'amplificatore abbassando il tasto nella posizione POWER.

⑬ **Ls/Phones** — Commutatore cuffia/altoparlanti. Nella posizione LS gli altoparlanti dei due canali funzionano normalmente. Nella posizione PHONES i due altoparlanti sono esclusi ed il segnale è inviato alla cuffia.

FUNZIONI E COLLEGAMENTO DEI TERMINALI POSTERIORI

⑭ **Cavo rete** — Inserire la spina del cavo di alimentazione in una presa rete a 110 ÷ 280 V 50/60 Hz.

⑮ **Cambiotensione & fusibile** — Svitando il tappo del cambiotensioni si accede al fusibile (1,2 A) e si predispone l'amplificatore sulla tensione nominale di rete (110/125/145/160/220/280 V).

⑯ **Switched Outlets** — Queste due prese rete consentono l'alimentazione di apparecchi ausiliari quali giradischi, registratori, sintonizzatori etc. Esse sono alimentate tramite l'interruttore generale dell'amplificatore.

⑰ **Loudspeakers** — Queste due striscie terminali consentono il collegamento degli altoparlanti e la scelta del valore di impedenza di uscita. Collegare l'altoparlante sinistro tra G e OUT della striscia superiore (LEFT). Collegare l'altoparlante destro tra G e OUT sulla striscia inferiore (RIGT). Collegare l'eventuale altoparlante centrale ai terminali CENTER CH delle due striscie. L'impedenza di uscita può essere di 4/8/16 Ω ed è scelta collegando i due conduttori liberi all'omonimo terminale 4/8/16 Ω. Si noti che l'impedenza dell'altoparlante centrale deve essere sempre eguale a due volte il valore dell'impedenza nominale di uscita.

⑱ **Phase reverse On/Off** — Commutatore per l'inversione della fase di un altoparlante laterale rispetto all'altro.

⑲ **Terminali ingressi & uscite** — Su questa piastra sono raccolti tutti i terminali di ingresso e di uscita dei due canali relativi ai vari tipi di segnale stereo. I jack in alto sono relativi al canale sinistro. I jack in basso sono relativi al canale destro.

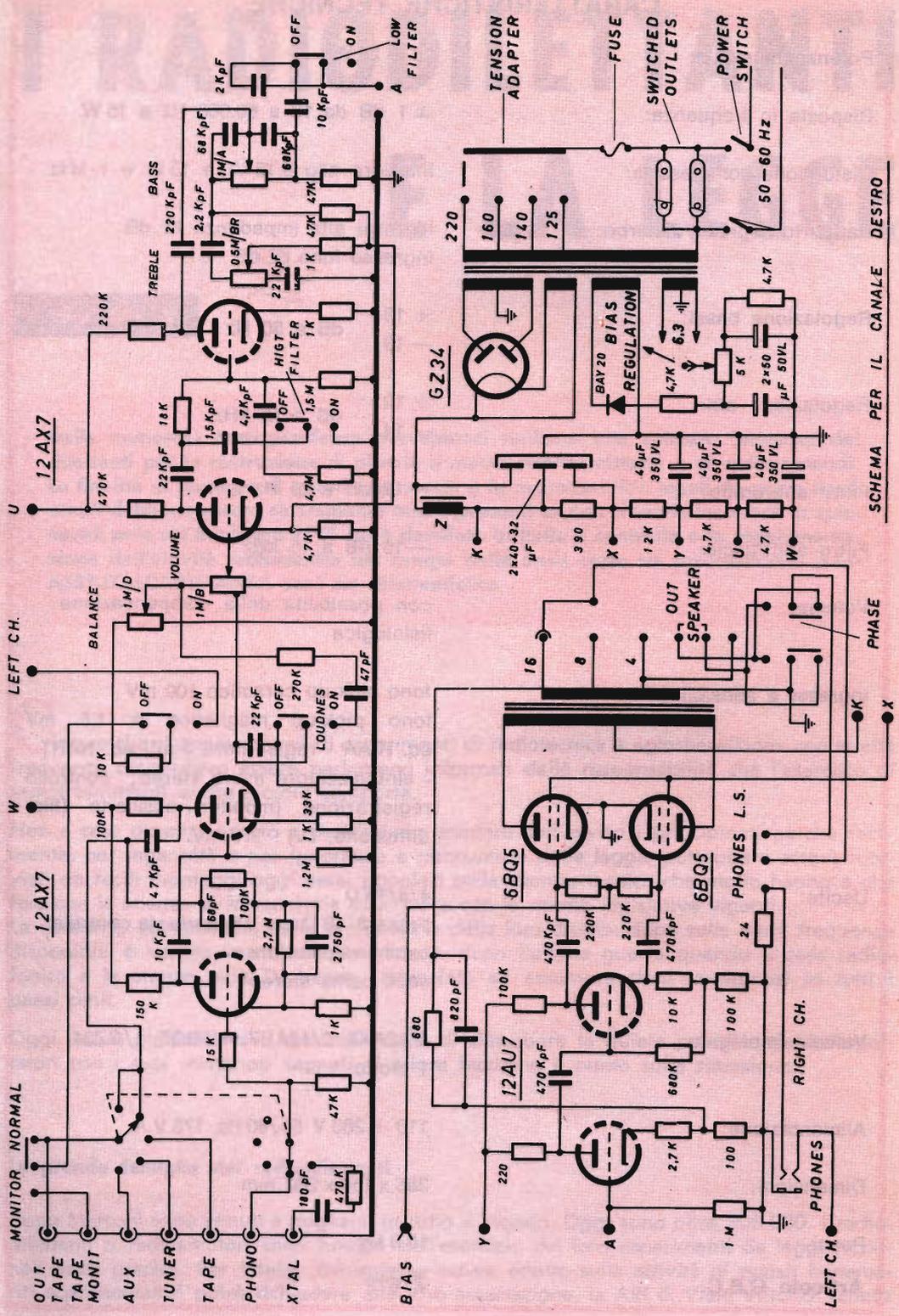
La coppia di jack OUT TAPE costituisce le prese d'uscita del segnale da registrare già amplificato dall'apparecchio.

La coppia di jack T. MONITOR costituisce l'ingresso per il segnale prelevato da un registratore già preamplificato. I jack T. MONITOR vengono inseriti in circuito premendo il tasto frontale NORMAL/TAPE per il controllo istantaneo della qualità di registrazione su registratori già predisposti.

La coppia di jack AUX permette il collegamento di sorgenti ausiliarie ad alto livello quali filodiffusione, tv, proiettore.

La coppia di jack TUNER consente il collegamento di sintonizzatori mono & stereo.

La coppia di jack TAPE consente il collegamento di registratori mono & stereo preamplificati.

La coppia di jack T. HEAD si usa solo quando si ha una piastra meccanica di registratore senza preamplificatori.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Potenza musicale:	25 + 25 W
Risposta in frequenza:	± 1 dB da 10 a 60.000 Hz a 15 W
Distorsione complessiva:	inferiore allo 0,15 % a 15 W e 1 kHz
Rapporto segnale/disturbo:	ingressi alta impedenza 72 dB ingresso fono 62 dB
Regolazione bassi:	+ 18 / — 19 dB a 50 Hz
Regolazione alti:	+ 12 / — 14 dB a 10 kHz
Filtro antirombo:	— 12 dB a 25 Hz
Filtro antifruscio:	— 15 dB a 15 kHz
Volume:	con possibilità della compensazione fisiologica
Ingressi e sensibilità:	fono pick-up ceramico 100 mV fono pick-up magnetico a 1,5 mV eq. RIAA - registratore 4 mV eq. NART - sintonizzatore mono stereo, controllo registrazione (monitor), ausiliario (filodiffusione, TV) : 270 mV.
Uscite:	4/8/16 Ω presa 8/16 Ω per altoparlante centrale uscita registratore Jack cuffia stereo
Valvole impiegate:	4/12AX7, 2/12AU7, 4/6BQ5, 1/GZ34 1 diodo
Alimentazione:	110 ÷ 280 V 50/60 Hz 175 V.A.
Dimensioni:	385 x 150 x 280 mm
Peso:	10,6 kg
Articolo G.B.C.	**Z/672**

I RADIODILETTANTI E LA LEGGE

a cura di L. V.

Dalla numerosa corrispondenza pervenutaci notiamo uno spiccato interesse dei dilettanti per la costruzione di piccole e medie ricetrasmittenti e di radiocomandi. Le finalità di impiego di questi apparecchi e le responsabilità legali da parte degli utenti debbono essere chiaramente tenuti presenti se non si vuole incorrere in spiacevoli noie col Ministero PPTT cui è devoluto in Italia il controllo e la regolamentazione dell'attività radiotecnica nel campo delle onde corte sia professionale (RAI-ASST-ITALCABLE-ANSA ecc.) sia dilettantistica.

Coloro che si appassionano di esperimenti di radiotecnica e «giocherellano» con le alte frequenze dovrebbero essere perlomeno informati delle responsabilità che l'esercizio di radiotrasmittenti anche piccole comporta.

Non a caso diciamo questo e desideriamo mettere sull'avviso i principianti perchè facilmente, per ingenuità o per ignoranza e noncuranza della legge, potrebbero essere fuorviati da facili montaggi oggi assai popolari sulla stampa tecnica che molto hanno a che fare con la scienza di Marconi ma assai poco con le norme legislative vigenti.
La necessità del controllo delle emissioni e della loro distribuzione sulle varie frequenze disponibili è venuta manifestandosi specie dopo l'ultima guerra quando il caos radiofonico e le utenze radio-TV hanno cominciato ad assumere ritmi vertiginosi in tutti i paesi civili.

Oggi non è più lecito allo sperimentatore di disturbare la quiete pubblica dei telespettatori con i suoi misteriosi segnali. E allora facciamo il punto sulla situazione.

La grande famiglia dei radiodilettanti

Dopo Marconi sono venuti a migliaia, in tutto il mondo. Oggi sono oltre 300.000. I radiodilettanti o radioamatori sono tutelati nell'esercizio dei loro esperimenti da leggi nazionali assai precise. Per l'Italia, chi volesse essere edotto sulla attività di questi benemeriti sperimentatori potrà richiedere alla loro associazione, la ARI di Viale Vittorio Veneto

12 Milano, l'opuscolo « Come si diventa Radioamatori ». In questo opuscolo oltre alle norme tecniche e legislative che presiedono a questa attività sono contenute le indicazioni per l'ottenimento dei due documenti fondamentali: la patente di radiooperatore e la licenza di esercizio della stazione radio privata ad uso di esperimento.

Noi, più di tanto sui Radioamatori non vogliamo dire perchè andremmo fuori del seminato, ma vogliamo richiamare l'attenzione degli appassionati su altri generi di radiotrasmissioni pur sempre dilettantistiche ma anch'esse altrettanto accuratamente regolamentate. Vogliamo parlare cioè delle ricetrasmittenti tipo giocattolo e dei radiocomandi.

Ricetrasmettitori giocattolo e radiocomandi

Dalle informazioni più recenti in nostre mani, pervenuteci direttamente dal Ministero interessato risulta quanto segue:

« È consentito il libero impiego di piccoli trasmettitori tipo giocattolo aventi le seguenti caratteristiche tecniche:

frequenza di emissione: 29,7 MHz

precisione di frequenza: migliore di $\pm$ 5.10^{-4}

tipo di emissione: FM & AM

potenza massima di alimentazione dello stadio finale: 10 mV in assenza di modulazione.

Come si vede in fatto di potenza, siamo ben al di sotto di certe « sparate » che certa stampa tecnica vorrebbe proporre allo sperimentatore più sprovveduto senza metterlo a parte dei valori prescritti dalla legge come libero impiego. Infatti, prosegue ancora la comunicazione:

« tali apparecchi devono essere impiegati esclusivamente per finalità di gioco a scanso dell'applicazione delle sanzioni penali previste dall'art. 178 del Codice P.T. ».

Infine, per ottenere l'autorizzazione dell'esercizio di apparecchi di telecomando con modelli aerei, navali e terrestri, occorre inoltrare al Ministero delle Poste e delle Telecomunicazioni di ROMA, Direzione Centrale Div. III Sez. I, domanda in carta da bollo unitamente all'atto di nascita e di cittadinanza italiana e alla ricevuta di versamento di L. 1.000 (c/c 1/11440 intestato a Direzione Centrale Servizi Radioelettrici - Canoni e Concessioni). Nella domanda si dovrà precisare:

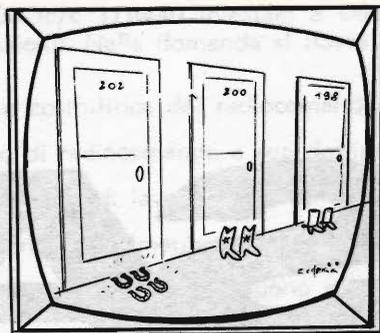
1) casa costruttrice del radiocomando
2) tipo di radiocomando e sua destinazione (modello aereo, navale, terrestre)
3) frequenza di lavoro (27,12 MHz oppure compresa tra 157 e 170 MHz)
4) potenza di alimentazione dello stadio finale (comunque sempre inferiore ad 1 W)
5) le località dove si eseguono gli esperimenti.

Con quanto abbiamo detto, sicuri di avere rinfrancato gli appassionati e di averli messi sull'avviso circa le norme essenziali di questa attività li invitiamo a scegliere con più calma i loro progetti tra tutti quelli che la stampa di categoria sollecita a realizzare.

VIDEO RISATE

TELE - WEST

« D'accordo, ad offendermi è stato l'altro, ma questo è molto più piccolo ».

« Almeno gli speroni, Joe, potresti toglierli!... »

« Faresti meglio a controllare i muli, Joe: Quel quattr'occhi è da tre ore che va raccontando d'aver accoppato la lepre più grossa che si sia vista... ».

a cura di P. Soati

Gli impianti di ricezione OC, FM e TV - I Parte

Chiunque si interessi di radiotecnica sa benissimo come l'energia a radiofrequenza captata da un'antenna ricevente sia trasferita al ricevitore tramite una linea che deve rispondere a particolari requisiti e che è nota con il nome di **linea di alimentazione**.

Tale linea, anche se realizzata in modo da raggiungere limiti prossimi alla perfezione, dà sempre luogo ad una certa attenuazione del segnale ricevuto così che misurando il valore della tensione d'ingresso della linea e quello di uscita si noterà, nei confronti di quest'ultimo, una certa differenza in meno, che sarà più o meno grande a seconda del tipo di linea usata e della sua lunghezza.

Da tale constatazione risulta evidente che in un impianto destinato alla ricezione delle onde corte, della modulazione di frequenza o dei canali VHF/UHF propri della televisione, il migliore rendimento del complesso ricevente si otterrà non soltanto scegliendo un'antenna avente ottime caratteristiche ma studiando altresì la linea di alimentazione in modo che le perdite da essa causate siano ridotte al minimo possibile.

Una linea di alimentazione può essere del tipo **bilanciato** o del tipo **sbilanciato.** Un esempio tipico di linea bilanciata è costituito dalla normale piattina usata frequentemente per collegare l'antenna al televisore nelle zone in cui il segnale proveniente dal trasmettitore sia di notevole intensità. Esempio di linea sbilanciata è invece quello di una linea costituita da **cavetto coassiale** il quale è formato da un conduttore interno di rame mantenuto a distanza costante dal conduttore di ritorno che è disposto attorno ad esso in modo concentrico. È chiaro che in tal caso, essendo lo sviluppo superficiale dei due conduttori diverso, la linea risulterà « sbilanciata ».

Da quanto abbiamo esposto risulta evidente che in ambedue i casi la linea di alimentazione è sempre formata da due conduttori che sono percorsi dalla energia a radio frequenza in senso opposto l'uno all'altro.

Una linea bilanciata, affinché non venga a trovarsi nelle condizioni di sbilanciamento dovrà rispondere ai seguenti requisiti:

1. I due conduttori devono essere uguali, tanto fisicamente quanto elettricamente.

2. I due conduttori devono essere collocati in modo da risultare ad uguale distanza da qualsiasi oggetto od elemento che li circonda.

3. I terminali dei due conduttori dovranno essere chiusi in un circuito che presenti identico valore d'impedenza della linea di alimentazione.

Qualora una qualsiasi di queste tre condizioni non sia osservata si manifesterà uno sbilanciamento che sarà la causa diretta di notevole attenuazione dei segnali. Infatti se si studiano le caratteristiche circuitali di una linea, e cioè l'induttanza dei conduttori e la capacità per unità di lunghezza, si stabilisce che la linea di alimentazione si comporta, per la gamma relativa alle frequenze molto corte, come una resistenza pura alla condizione che la chiusura delle sue estremità sia effettuata su un carico che presenti uguale valore di impedenza. Soltanto se saranno rispettate tali condizioni il trasferimento dell'energia dalla linea al carico potrà avvenire senza che la tensione o la corrente siano soggette a subire delle dannose variazioni.

Qualora infatti si manifesti una variazione dei suddetti due fattori che compongono l'energia, oltre ad una diminuzione della intensità del segnale, quasi sempre si formano delle **« onde stazionarie »**, dovute alla permanenza nella linea di una parte dell'energia, la qualcosa, nel caso di ricezione televisiva può dar luogo a delle ripetizioni dei contorni dell'immagine, a distanze uguali l'uno dall'altro e sempre più attenuate, ripetizioni molto simili a quelle che si riscontrano nel caso della riflessione delle onde em. da parte di ostacoli circostanti l'antenna.

Nelle linee aventi una lunghezza piuttosto limitata l'inconveniente può manifestarsi sullo schermo sotto forma di alone o sfumature ai bordi dell'immagine o di annebbiamento.

Nell'effettuare l'installazione di una linea di alimentazione il tecnico, oltre al tipo di impianto al quale essa è destinata, deve tenere in considerazione le condizioni ambientali, che possono influire sulle sue caratteristiche elettriche, e che variano da località a località, a causa delle alterazioni provocate dagli agenti atmosferici e chimici locali a quella parte dell'impianto che è collocato all'aperto.

Evidentemente gli impianti realizzati nelle località poste in vicinanza del mare, o umide, o prossime a fabbriche di prodotti chimici, o soggette a forti sbalzi di temperatura, devono essere maggiormente curati di altri impianti installati in zone più ideali.

A questo riguardo, tenuto conto che sul mercato nazionale si trovano elementi destinati alla costruzione di linee di alimentazione studiati dai costruttori in modo che possano rispondere a qualsiasi esigenza, al tecnico non resta che scegliere il tipo che maggiormente si adatta all'impianto che deve progettare.

I principali tipi di linea di alimentazione attualmente in uso sono i seguenti:

1. **Linea bifilare (o plufilare) in aria**, generalmente usata dai radioamatori nella gamma delle onde corte, per allacciarsi a particolari sistemi di antenne.

Si tratta di un tipo di antenna che può essere costruita in forma bifilare, o anche tetrafilare in relazione ad esigenze meccaniche, con filo di acciaio zincato avente superficie molto liscia od anche di rame rosso.

Detta linea, che può essere lunga fino a 100 metri, rappresenta un'ottima soluzione nei climi molto umidi o soggetti ad incrostazioni che in breve tempo potrebbero mettere fuori uso il cavo coassiale od ancor più la normale piattina.

Il valore di attenuazione di questa linea è molto basso, però a causa delle varia-

zioni del valore di impedenza che possono verificarsi in corrispondenza dei supporti il suo adattamento di impedenza è piuttosto difficile, la qualcosa agevola il formarsi delle onde stazionarie.

Il suo impiego, di conseguenza, dovrebbe essere limitato, almeno per quanto concerne la ricezione FM o TV, a quelle zone in cui sia presente una notevole impurità atmosferica e per percorsi aventi lunghezza piuttosto limitata.

Fig. 1

Fig. 2

In figura 1 è riportato lo schema di un impianto nel quale è impiegata una simile linea di alimentazione. Il diametro più comunemente usato per i conduttori è compreso fra 2 e 4 mm. Il collegamento al ricevitore viene fatto tramite della normale piattina a 300 Ω, previa adattamento d'impedenza, a 0,24 λ.

BIFILARE

Fig. 3

Nelle figure2, 3, 4 e 5 sono mostrate alcune illustrazioni pratiche del modo con il quale dovrà essere realizzato un simile impianto.

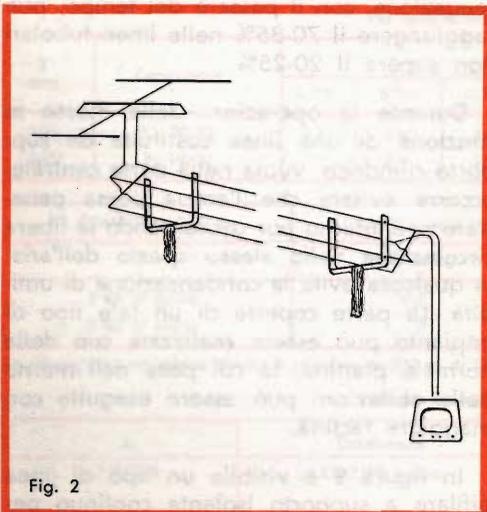
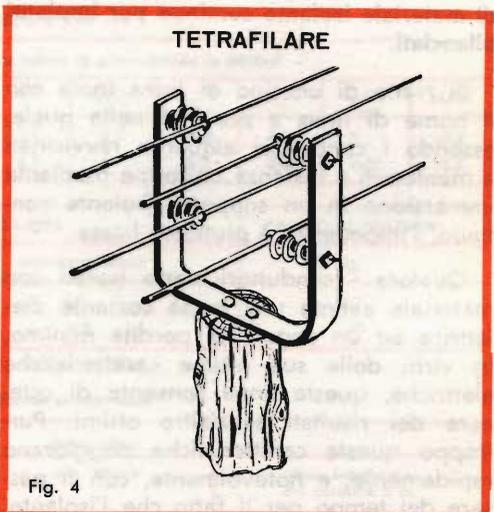



Fig. 4

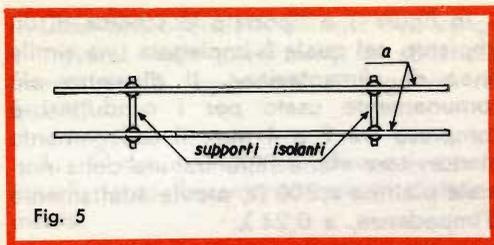



Fig. 5

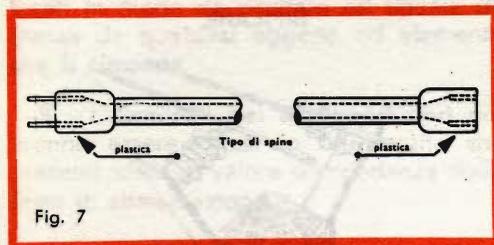



Fig. 7

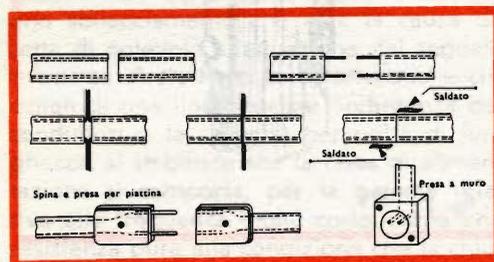



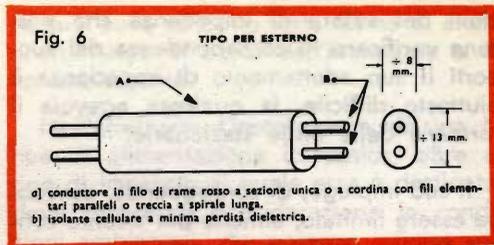
Fig. 8 - Modalità da seguire per effettuare i collegamenti con piattina bifilare.

2. **Linea bifilare con i conduttori mantenuti a distanza costante tramite l'impiego di materiale isolante continuo per impianti bilanciati.**

Si tratta di un tipo di linea (nota con il nome di linea a piattina) nella quale, essendo i conduttori alquanto ravvicinati e mantenuti a distanza uniforme mediante immersione in un supporto isolante continuo, l'impedenza è piuttosto bassa.

Qualora i conduttori siano isolati con materiale avente una bassa costante dielettrica ed un angolo di perdita minimo, in virtù delle sue ottime caratteristiche elettriche, questa linea consente di ottenere dei risultati senz'altro ottimi. Purtroppo queste caratteristiche peggiorano rapidamente, e notevolmente, con il passare del tempo per il fatto che l'isolante,

Fig. 6

a] conduttore in filo di rame rosso a sezione unica o a cordina con fili elementari paralleli o treccia a spirale lunga.
b] isolante cellulare a minima perdita dielettrica.

costituito da politene, è soggetto ad alterarsi a causa dell'azione degli atmosferici.

I costruttori per ritardare gli effetti di deterioramento aggiungono all'isolante delle sostanze inerti il cui colore caratteristico è diverso da tipo a tipo (figg. 6, 7 e 8).

Il miglior tipo di linea bifilare bilanciata dovrebbe avere i conduttori immersi in un supporto isolante avente forma tubolare come è visibile in figura 9. Infatti la forma del supporto è di essenziale importanza alfine di ridurre le perdite provocate dalle condizioni atmosferiche ambientali essendosi constatato che esse sono ridotte al minimo quando siano usati supporti aventi forma per l'appunto tubolare. Tale forma, oltre a ritardare i suddetti fenomeni, agirebbe favorevolmente sui processi che determinano l'invecchiamento dell'isolante stesso, e che agiscono rapidamente, naturalmente in senso negativo, nella normale piattina. È dimostrato che mentre per quest'ultima il valore di attenuazione, con il passare del tempo, può raggiungere il 70-85% nelle linee tubolari non supera il 20-25%.

Durante le operazioni della messa in funzione di una linea costituita da supporto cilindrico, vuota nella parte centrale, occorre evitare che l'acqua possa penetrare nell'interno pur consentendo la libera circolazione nello stesso spazio dell'aria, la qualcosa evita la condensazione di umidità. La parte coperta di un tale tipo di impianto può essere realizzata con della normale piattina, la cui posa nell'interno delle abitazioni può essere eseguita con maggiore facilità.

In figura 9 è visibile un tipo di linea bifilare a supporto isolante continuo per

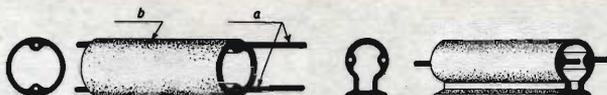



Fig. 9

uso esterno. I conduttori generalmente sono costituiti da filo di rame rosso a sezione piena, o a fili elementari paralleli, aventi i diametri di 10/10, 14/10 o 20/10, mentre l'isolante del tipo a minima perdita può presentarsi in colorazioni diverse che vanno dal bianco al marrone scuro. L'impedenza caratteristica è compresa fra i 240 ed i 300 ohm. Il valore di attenuazione per una lunghezza di 100 metri, nella banda FM, è di circa 3 o 4 dB.

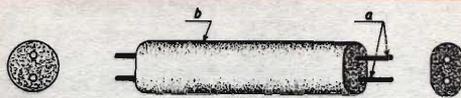
In figura 11 è visibile invece un tipo similare di linea il cui isolante è del tipo cellulare nel quale sono affondati conduttori simili a quelli indicati nel caso precedente. L' impedenza caratteristica può avere valori diversi compresi fra i 140 ed i 300 ohm. L'attenuazione nella linea, all'aperto, per periodi superiori ai sei mesi può essere considerato del 10-15%.

(segue)

Fig. 10

Fig. 11 - Modalità da seguire per effettuare la giunzione o l'attacco all'antenna di linea con isolante cellulare continuo.

VALORI NORMALI DI IMPEDENZA CARATTERISTICA E DI ATTENUAZIONE:

Valori di attuazione dopo un certo periodo di tempo di esposizione all'aperto:

Per linea bifiliare a supporto continuo

Z ohm	Conduttore	Canale e valore di attenuazione in decibel								
		A/TV	B/TV	C/TV	MF	D/TV	E/TV	F/TV	G/TV	H/TV
150	2 x 20/10	2,4	2,65	3	3,1	4,7	4,8	4,9	5	5,2
240	2x 10/10	3,1	3,4	3,9	4,1	6	6,2	6,35	6,55	6,7

COMPOSIZIONE	PER 100 m. DI LINEA		CARICO DI ROTTURA
	peso in Kg.	resistenza (ohm)	Kg.
2 fili Ø 20/10	9,5	1,1	180
2 fili Ø 10/10	5	4,5	40

La misura della resistenza ohmica è calcolata su 200 m. di filo, pari a 100 m. di linea.

Tipo per cordoni di raccordo al televisore

Z	Conduttore	Dimensioni	
240/300	2 x 7/10 treccia	mm. 10 x 6	max. lunghezza del cordone 5 m.

IMPIANTO HI-FI TRUVOX

Amplificatore stereo **Truvox** a transistor mod. TSA 100 n° G.B.C. Z/222 ■ Potenza d'uscita musicale per canale: 18 W ■ Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz ■ Sensibilità pick-up magnetico: 3,5 mV ■ Distorsione armonica: < 0,25% ■ Rapporto segnale/disturbo: 60 dB ■ Impedenza: 4-8-15 Ω ■ Alimentazione: 110 ÷ 240 V ■ Dimensioni: 406 x 174 x 132 mm.
Sintonizzatore stereo **Truvox** mod. FM 100 n° G.B.C. Z/222-2 ■ Entrata d'antenna: 300 Ω ■ Risposta di frequenza: 20÷20.000 Hz ■ Sensibilità: 7,5 μV per uscita 20 dB ■ Dimensioni: 406 x 174 x 131 mm.
Registratore stereo **Truvox** mod. PD 102 a due tracce n° G.B.C. S/178 oppure PD 104 a quattro tracce n° G.B.C. S/180 ■ Risposta di frequenza: 30 ÷ 17.000 Hz a 19 cm/s ■ Bobine da 18 cm (7") ■ Rapporto segnale/disturbo: > 50 dB ■ Segnale massimo d'uscita: 1 V ■ Dim.: 405 x 420 x 200 mm.
2 diffusori acustici **Truvox** mod. LS 100 n° G.B.C. A/867.
Giradischi professionale **ELAC** mod. Miracord 50 H n° G.B.C. R/237 da completare con base n° G.B.C. R/947 e coperchio n° G.B.C. R/947; è consigliabile l'uso della **cartuccia** magnetica **ELAC** mod. STS 322 n° G.B.C. R/1481.

TRUVOX LTD. - NEASDEN LANE - LONDON - ENGLAND

TRUVOX

RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

ANALISI DEI COLORI MEDIANTE CALCOLATORE

(Da « Industrial Electronics »)

Il prossimo avvento della televisione a colori rende sempre più viva la ricerca nel campo della colorimetria. Le apparecchiature adatte a tali analisi sono sempre assai complesse e costose, e necessitano tradizionalmente di una notevole competenza da parte degli operatori.

Nel numero di Luglio dello scorso anno, la rivista emarginata ha pubblicato su questo argomento un interessante articolo nel quale viene descritta la possibilità di impiego dei calcolatori elettronici nelle indagini colorimetriche.

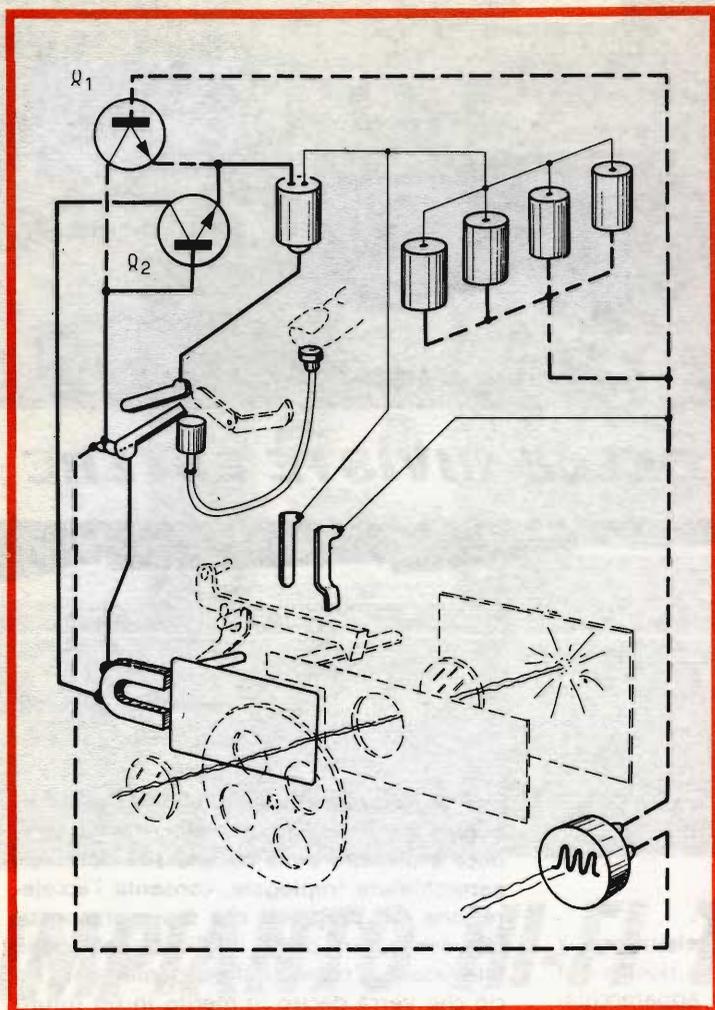
L'apparecchiatura consiste in un dispositivo di controllo per il rivelatore ottico, in un campionatore provvisto di sfera di illuminazione, in un calcolatore elettronico della distribuzione dei colori sulla scala cromatica, ed in un'apparecchiatura di valutazione assai precisa.

È prevedibile che l'impiego razionale di questo impianto, di concezione assai semplice a dispetto della complessità delle apparecchiature impiegate, consenta l'accelerazione dei progressi che è sempre possibile conseguire per il miglioramento della televisione a colori, indipendentemente da ciò che verrà deciso in merito in un futuro che ci auguriamo prossimo.

ELETTRONICA FOTOGRAFICA

(Da « Electronique professionelle »)

Chiunque abbia un certo interesse nel campo della fotografia o della cinematografia, sia dal punto di vista dilettantistico, sia da quello professionale, è certamente al corrente dei progressi che vengono costantemente conseguiti nel campo della dete.-minazione automatica del tempo di esposizione del film, e della regolazione automatica dell'apertura del diaframma.

In questi ultimi anni, l'automatismo della regolazione è giunto al punto tale che le regolazioni a mano devono essere eseguite

Struttura schematica di un sistema fotoelettronico per la regolazione del diaframma.

soltanto quando l'operatore desidera ottenere effetti speciali (contro-luce, sovra o sotto-esposizioni, doppie esposizioni, ecc.).

Alcuni dispositivi per la regolazione del diaframma hanno raggiunto una sensibilità tale che la sola energia fornita dalla cellula foto-sensibile è in grado di spostare un equipaggio mobile quanto basta affinché il diaframma venga regolato in conformità all'intensità della luce, senza alcuna fonte di alimentazione.

I dispositivi più complessi — tuttavia — e quindi di maggiore precisione, impiegano oltre alla fotocellula ed all'equipaggio mobile di regolazione, anche una sorgente di alimentazione (una o più batterie), ed uno o più transistori che aumentano la sensibilità dell'assieme.

L'articolo descrive il sistema riprodotto schematicamente in figura, consistente in due transistori ed in un particolare circuito di comando, mediante il quale è possibile ottenere una regolazione assai precisa.

Oltre a ciò, fornisce alcuni utilissimi ragguagli sulla realizzazione degli otturatori elettronici, descrivendo con importanti dettagli la sagoma che gli elementi di chiusura devono avere per ottenere una regolazione graduale in funzione del tempo di esposizione.

DEMODULATORE DI FASE APERIODICO

(Da « Electronics »)

Sono assai numerose le applicazioni che implicano l'impiego di un circuito che sia in grado di fornire una tensione la cui ampiezza sia proporzionale alla differenza di fase che può esistere tra due diversi segnali, che siano disponibili contemporaneamente.

L'articolo citato descrive una semplice apparecchiatura, consistente in tre soli transistori ed in pochi altri componenti, mediante la quale è possibile ottenere vantaggiosamente il suddetto risultato.

INDICATORE-RIVELATORE A SOGLIA DI IMPULSI IRREGOLARI

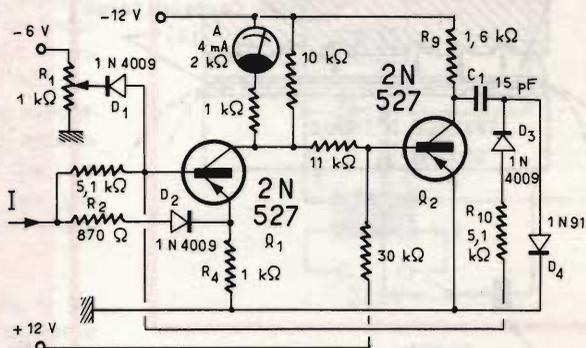
(Da « Electronics »)

Esistono numerose eventualità nelle quali può verificarsi la necessità di disporre di un dispositivo atto a rivelare la presenza di impulsi irregolari o erratici, di polarità positiva o negativa, aventi un'ampiezza superiore ad un certo livello, fissato in precedenza.

Per ottenere la suddetta indicazione, è possibile ricorrere a vari tipi di circuiti: tra i tanti attuali — tuttavia — quello che qui riproduciamo, descritto sull'articolo recensito, presenta la particolarità di usufruire di un galvanometro collegato in serie al circuito di collettore di un transistore. L'indice dello strumento raggiunge il fondo scala entro un intervallo di tempo pari approssimativamente a mezzo secondo, ogni qualvolta un impulso — indipendentemente dalla sua durata — risulta applicato all'ingresso del dispositivo, contrassegnato « I ».

Il livello di innesco del dispositivo viene fissato mediante il potenziometro R1 e il diodo D1, che stabiliscono l'ampiezza minima degli impulsi di cui si desidera accertare la presenza.

Il funzionamento del circuito può essere sintetizzato come segue: in condizioni di riposo, il transistore Q1 presenta una lieve conduzione di corrente, mentre il transistore Q2 è pressoché in stato di saturazione. Non appena un impulso di polarità negativa viene applicato all'ingresso, il primo stadio vale a dire Q1, entra in stato di saturazione, il che provoca automaticamente il blocco — vale a dire lo stato di interdizione — di Q2.

A causa di ciò, l'indice dello strumento di misura si sposta verso il fondo scala, denunciando in tal modo la presenza dello impulso. In tali condizioni, la capacità contrassegnata C1 si carica attraverso R4, R9 ed R10, il che determina un effetto di polarizzazione della base del transistore Q1 che riporta lo stadio stesso allo stato di riposo, ossia di lieve conduzione.

Circuito elettrico del rivelatore a soglia di impulsi irregolari.

Per contro, se all'ingresso del dispositivo viene applicato un impulso di polarità positiva, il risultato — che apparentemente dovrebbe essere opposto — è invece del tutto identico, con la sola differenza che il transistore Q1 viene messo in funzione ad opera dell'emettitore, tramite R2 e D2, anziché attraverso la base.

Le possibilità di impiego di questo dispositivo sono assai numerose. Il principio può infatti essere sfruttato collegando all'ingresso un particolare trasduttore — ad esempio magnetico o fotoelettrico, ed inserendo al posto del galvanometro un sensibile relé. In tal caso, l'intero circuito può essere impiegato per il conteggio dei pezzi che passano su di un nastro trasportatore: oltre a ciò, il circuito si presta all'impiego nei contatori Geiger, nelle apparecchiature di calcolo, ed in numerose altre applicazioni.

LA MAGNETOFORMAZIONE

(Da « Inter électronique »)

L'impiego dell'energia magnetica è stato sfruttato in tutti i campi dell'elettricità, dell'elettronica, e dell'elettromeccanica. Un campo che tuttavia non è forse noto alla maggior parte dei nostri lettori è quello della magnetoformazione, che ricorre alla energia magnetica per ottenere la formazione di oggetti di metallo, con diversi vantaggi rispetto ai semplici procedimenti meccanici.

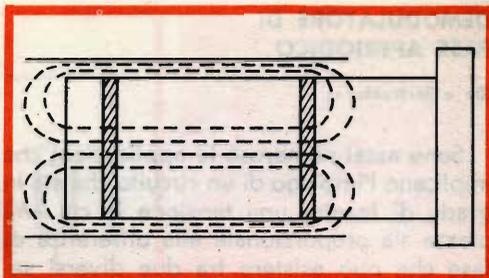



Fig. 1

Il principio è il seguente: scaricando un condensatore attraverso una bobina, durante un intervallo di tempo dell'ordine di qualche microsecondo, è possibile produrre direttamente degli impulsi di campo magnetico la cui intensità di flusso può raggiungere il valore di 300.000 gauss. Ricorrendo ad una opportuna disposizione delle espansioni polari tra le quali questo campo si manifesta, nello spazio delimitato di un solo centimetro cubo è possibile sfruttare questa enorme meccanica in modo da ottenere il compimento di un lavoro pari a 62,4 chilogrammetri.

In base al suddetto principio, risulta pertanto possibile ricorrere a questa forma di

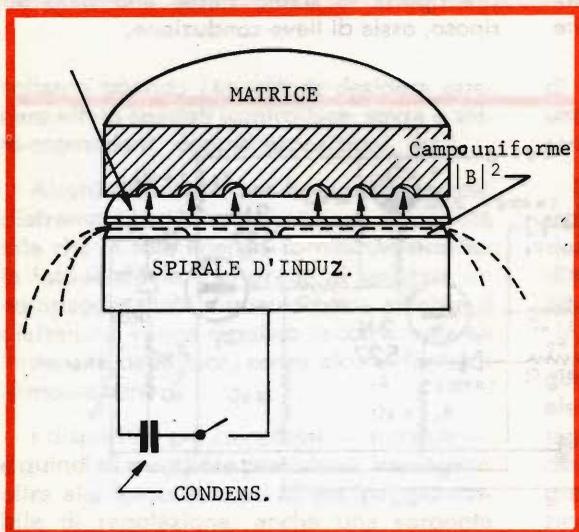



Fig. 2 - Struttura della spirale di induzione.

energia per ottenere la formazione di oggetti metallici così come la si ottiene con le comuni presse, trance, ecc.

Questa tecnica di impiego dell'energia magnetica è stata scoperta da diversi anni, dopo di che i principi teorici sono stati oggetto di studi particolari, che ne hanno determinato l'applicazione pratica in numerosi campi industriali.

A titolo di esempio, la **figura 1** rappresenta in forma schematica la struttura delle bobine usate per le operazioni di espansione e per la formazione di lamiere. Con questa particolare applicazione, è possibile ottenere processi di imbutitura, di stampaggio, ecc., con alcuni vantaggi rispetto alle comuni presse meccaniche.

La **fig. 2** rappresenta invece la struttura della spirale di induzione, che produce un impulso di intensità uniforme, che si distribuisce su tutta la superficie di un oggetto a forma piatta.

L'articolo è concepito con una razionale introduzione all'argomento, che presenta un certo interesse per la sua originalità. Oltre a ciò, analizza le varie possibilità di impiego di questa tecnica, e descrive diverse applicazioni pratiche.

IL CONTATTO ELETTRONICO

(Da « Electricité électronique moderne »)

Gli elementi di comando in grado di chiudere e di interrompere dei circuiti elettrici senza implicare l'impiego di contatti stanno acquistando un'importanza sempre maggiore nel campo dell'elettronica industriale. Questi dispositivi di controllo — infatti — presentano il vantaggio di non essere suscettibili di guasti di natura meccanica, di fenomeni di corrosione o di erosione, e presentano pertanto — oltre che una maggiore semplicità di impiego — una garanzia di durata e di sicurezza assai maggiori.

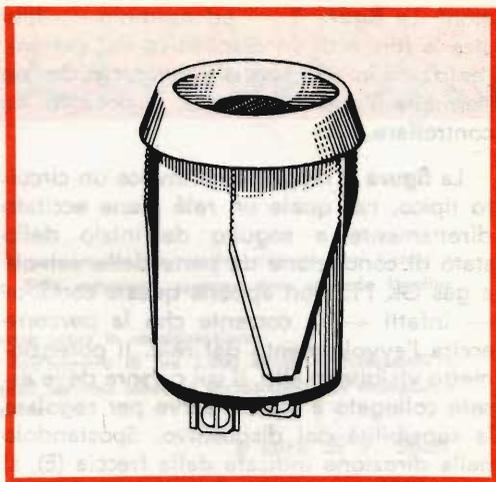
Sebbene la nostra pubblicazione si sia interessata varie volte di questa importante innovazione, vedi i diversi articoli pubblicati e di prossima pubblicazione sui « thyristori », riteniamo opportuno recensire questa nota apparsa sulla rivista francese.

In essa viene esposto sommariamente il principio di funzionamento del contatto elettronico, dopo di che l'autore esamina dettagliatamente alcune pratiche applica-

Fig. 1

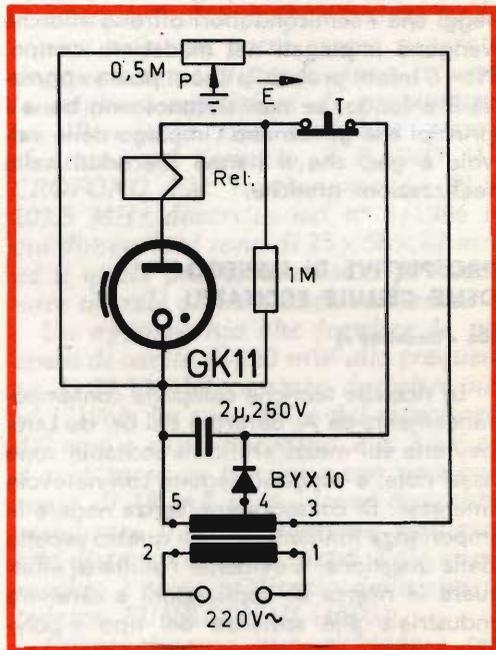



Fig. 2

zioni. La **figura 1** — ad esempio — illustra la forma di un dispositivo del genere, realizzato in uno speciale involucro che ne permette l'inserimento nel dispositivo da controllare.

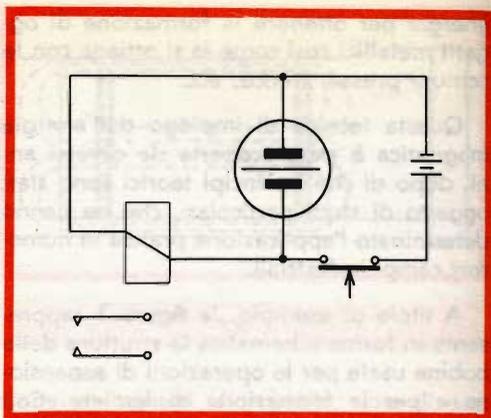
La **figura 2** rappresenta invece un circuito tipico, nel quale un relé viene eccitato direttamente a seguito dell'inizio dello stato di conduzione da parte della valvola a gas GK 11. Non appena questa conduce — infatti — la corrente che la percorre eccita l'avvolgimento del relé. Il potenziometro visibile in alto, il cui cursore deve essere collegato a massa, serve per regolare la sensibilità del dispositivo. Spostandolo nella direzione indicata dalla freccia (E), si aumenta la sensibilità di innesco, variando il potenziale presente sul catodo della valvola.

L'argomento viene successivamente sviluppato in funzione del principio di estinzione della valvola, dei campi di applicazione, e di alcuni esempi di circuiti per il contatto elettronico.

Per coloro che si interessano di questo campo particolare, questo articolo può essere di una certa utilità, agli effetti dei vantaggi che i semiconduttori offrono allorché vengono impiegati nel medesimo campo. Non è infatti probabile che si possa apprezzarli a fondo, se non si conoscono bene i principi che governano l'impiego delle valvole a gas, che li hanno preceduti nelle realizzazioni pratiche.

PROSPETTIVE DI IMPIEGO DELLE CELLULE ECCITABILI

(Da « Electricité »)

Le ricerche teoriche compiute contemporaneamente da A. Bérard e dal Dr. de Larebeyrette sui mezzi artificiali eccitabili sono assai note, e vengono seguite con notevole interesse. Di conseguenza, senza negare la importanza fondamentale di questo aspetto della questione, è evidente l'utilità di effettuare la ricerca di applicazioni a carattere industriale alle sostanze del tipo « polystor », che — fino ad ora — sono state considerate semplicemente come una curiosità di laboratorio.

Produzione, accumulazione, e trasformazione dell'energia.

Gli elementi eccitabili costituiti da sostanze particolari che reagiscono a stimoli di varia natura producendo energia elettrica, come ad esempio quelli con i quali si realizzano le cosiddette **batterie solari,** possono essere impiegati per i tre scopi suddetti, a seconda delle loro caratteristiche intrinseche.

È per questo motivo che i vari elementi possono prestarsi per l'immagazzinamento, per la produzione, ed anche per la trasformazione di una forma di energia in un'altra.

L'articolo che recensiamo esamina le cellule polarizzate ricaricabili, le cellule non polarizzate, anch'esse ricaricabili, e le cellule del tipo a quattro poli. Oltre a ciò, vengono forniti esempi a carattere pratico del circuito differenziatore, della realizzazione di relé temporizzati, di quadripoli magnetici e di trasformatori statici. La figura qui riprodotta rappresenta appunto un esempio di relé temporizzato.

Oltre a ciò, l'autore considera l'applicazione nel campo della correzione della deriva termica, il caso tipico della termocoppia, il dispositivo di simulazione dello spettro, ed altre varie applicazioni che costituiscono la prova dell'importanza che questo campo sta sempre più acquistando nel mondo dell'elettronica.

i lettori ci scrivono ....

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 2.000 anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

a cura di P. Soati

Sig. **SELVAGGI E.** - Napoli

TX a FM per distanze superiori ai 500 km

Penso che nel formulare la sua richiesta relativa ad uno schema « di un circuito elettronico di trasmettitore a modulazione di frequenza che abbia una portata, in condizioni non ideali, di 500 chilometri » *abbia commesso un errore. Infatti un simile complesso è realizzabile solamente ricorrendo all'impiego di apparecchiature (e di antenne) di tipo professionale il cui costo, è inutile dirlo, è molto elevato. Inoltre le antenne, sia quella trasmittente che quella ricevente, dovrebbero essere collocate in una posizione geografica tale che consenta di superare la distanza richiesta.*

Le norme tecniche amministrative, *emanate dal Ministero delle Poste e delle Telecomunicazioni, prevedono, qualora sia concessa l'autorizzazione ad espletare l'esercizio del trasmettitore in questione, un canone annuo che si aggira sui* 10 *milioni di lire!*

La questione cambia di aspetto qualora desideri valersi delle gamme di frequenza VHF assegnate ai radioamatori, ma in tal caso cade la premessa relativa alle « condizioni non ideali di propagazione » *dovendo sottostare, per tali impianti, ad altrettante disposizioni ministeriali le quali, fra l'altro, limitano la potenza del trasmettitore.*

Sig. **MORAN** - Udine

Apparecchi per radiocomando

Su SELEZIONE RADIO TV abbiamo pubblicato numerosi schemi di apparecchi destinati al radiocomando, molti dei quali, con un po' di buona volontà, possono essere realizzati in condizioni di spazio alquanto ridotte. Maggiori riserve dobbiamo fare nei confronti del loro uso senza antenna: comunque molto probabilmente la distanza richiesta potrà essere superata dopo una serie di prove atte a trovare le migliori condizioni di propagazione. Pensiamo che potrebbe essere sfruttato, ad esempio, il RADIO MICROFONO FM funzionante su 91,5-103,5 *MHz descritto nel n°* 3/1966 *le cui dimensioni sono di* 25×58×82 *mm ed il quale può essere usato per azionare un relé alla distanza richiesta.*

Un apparecchio che fornisce la potenza di uscita di 150 *mW alla frequenza di* 27,12 *MHz è stato descritto nel n°* 7/1965. *La sensibilità del ricevitore, del tipo a supereterodina, è di* 3 μ*V ed il relé entra in funzione con una corrente di* 18 *mA la qualcosa dovrebbe assicurare il funzionamento richiesto alla distanza di* 25-30 *metri. Tale apparecchio è stato realizzato dalla rivista tedesca FUNKSCHAU* (6503).

Eventualmente può richiedere tali numeri alla nostra amministrazione oppure alla sede di Udine.

Sig. **ROSSI A.** - Roma

Sui parametri dei transistori

L'argomento che le interessa è ampiamente trattato nei manuali che illustrano le caratteristiche dei transistori, comunque riferendosi ad un quesito di interesse generale precisiamo quanto segue:

Frequenza di taglio — *È noto che le caratteristiche dei semiconduttori dipendono in modo particolare dalla frequenza di lavoro, ad esempio il guadagno di corrente di un transistore diminuisce quando la frequenza supera un determinato valore.*

La risposta in frequenza di un transistore viene comunemente caratterizzata indicando la frequenza alla quale il guadagno di corrente si riduce a 0,7 volte il valore che esso presenta alle frequenze basse. Questa frequenza viene chiamata, per l'appunto, frequenza di taglio *e può essere riferita sia ad un circuito dove il transistore risulta montato con base comune sia a quello dove il transistore è montato con emettitore comune: il simbolo comunemente usato è rispettivamente:*

$$f_{\alpha e} \quad e \quad f_{\alpha b}$$

Queste due frequenze sono legate dalla relazione approssimativa:

$$f_{\alpha e} \simeq (1 - \alpha_b) f_{\alpha b}$$

Da notare che $f_{\alpha b}$ e $f_{\alpha e}$ non rappresentano necessariamente la massima frequenza di funzionamento del transistore in un dato circuito ma piuttosto un prezioso elemento di riferimento per valutare le proprietà caratteristiche di un determinato tipo di transistore in relazione alle funzioni che esso deve adempiere nel circuito in cui si vuole impiegarlo.

La relazione di fase tra i segnali di ingresso e di uscita, anch'essa funzione della frequenza di lavoro, varia rapidamente in prossimità della frequenza di taglio e ciò può costituire un elemento di particolare importanza quando si desidera ottenere un'amplificazione costante entro un determinato campo di frequenza.

I transistori di alta frequenza generalmente sono usati come amplificatori fino a delle frequenze pari a 0,25 $f_{\alpha b}$ o $f_{\alpha e}$, come oscillatori a frequenza fissa fino a frequenza pari a 1,25 $f_{\alpha b}$ o $f_{\alpha e}$ e come oscillatori a frequenza variabile fino a 0,8 $f_{\alpha b}$ o $f_{\alpha e}$

La frequenza limite superiore alla quale un transistore può essere impiegato come convertitore corrisponde a $f_{\alpha b}$ o $f_{\alpha e}$ nel caso di convertitore con oscillatore separato.

Tolleranze — *In linea di massima le case produttrici pubblicano i valori medi nominali dei parametri caratteristici dei transistori, comunque è opportuno tenere presente che i dati caratteristici di un transistore di qualsiasi tipo possono differire notevolmente da quelli nominali riportati nelle pubblicazioni. Va inoltre tenuto conto che le case costruttrici tendono a ridurre sempre più le tolleranze di produzione di transistori e che dei parametri più importanti indicano i valori limite, inferiore e superiore, dei quali si dovrà tenere conto in sede di progetto, per controllare le variazioni possibili delle prestazioni del circuito in cui i transistori vengono montati.*

Impedenza d'ingresso e d'uscita — *L'impedenza d'ingresso dipende dalla capacità d'emettitore e dalla resistenza interna di base. Analogamente l'impedenza di uscita dipende dalla capacità di collettore e dalla resistenza interna di base. Entrambe queste impedenze sono funzione della frequenza.*

Sig. **PASTERIS A.** - Cuneo

Radiocomando

Il relé a lamine vibranti della MEDCA ha effettivamente una modulazione che va da 600 a 1000 Hz. A parte il fatto che la ditta che glielo ha venduto avrebbe dovuto fornirle anche la descrizione tecnica è ovvio che in questo caso non potrà limitarsi a variare la capacità del condensatore C1, come ha fatto, ma dovrà procedere ad una nuova taratura vera e propria deter-

minando i valori della capacità C_m e C_n per ogni valore della frequenza di risonanza di ogni lamina seguendo lo stesso procedimento che è stato indicato nel nº 12/1965 di SELEZIONE RADIO TV. Una volta effettuata tale messa a punto le vibrazioni delle lamine dovranno avvenire regolarmente.

Evidentemente se lei avesse fatto uso di un relais MARTIN PFEIL del tipo da noi indicato, ma che purtroppo non è facilmente reperibile, il suo compito sarebbe stato facilitato. Comunque, tenuto conto che, come ci richiede, non è possibile far controllare l'apparecchio nei nostri laboratori, potrà chiedere aiuto a qualcuno dei molti radioamatori del telecomando che nella sua regione non mancano.

Tenga presente che la portata di tale trasmettitore, che naturalmente dipende dal ricevitore usato, è dell'ordine dei 600 metri, desiderando superare distanze maggiori è necessario costruire un trasmettitore avente caratteristiche diverse ed in grado di fornire una potenza notevolmente superiore.

Spett. **APPARECCHI RADIOELETTRICI** - Sersale

Disturbi provocati da lampade fluorescenti

Le perturbazioni dovute alle lampade fluorescenti possono provocare disturbi tanto agli apparecchi radio quanto a quelli televisivi, sotto forma di distorsione di immagine la quale può assumere una forma ondeggiante od essere attraversata da linee, o fascie, più o meno punteggiate a seconda dell'entità del fenomeno.

Tale inconveniente trova origine nel funzionamento irregolare di qualche elemento della lampada fluorescente e, più frequentemente nei fenomeni di ossidazione dei punti di contatto. Quindi in presenza di disturbi provocati da un tale impianto prima di procedere all'installazione di un filtro si dovranno controllare i vari componenti e precisamente il tubo, il quale quando è prossimo ad esaurirsi è causa di notevoli disturbi, lo starter con il relativo condensatore, se esiste, ed il reattore nel quale si può essere manifestato qualche corto circuito fra spira e spira o fra strato di spire e strato. Non bisogna trascurare il controllo dei piedini del tubo che, specialmente all'aperto, si ossidano con facilità e che in tal caso dovranno essere puliti con tela smeriglio. Anche la eventuale presa di terra dell'armatura che contiene la lampada fluorescente dovrà essere controllata.

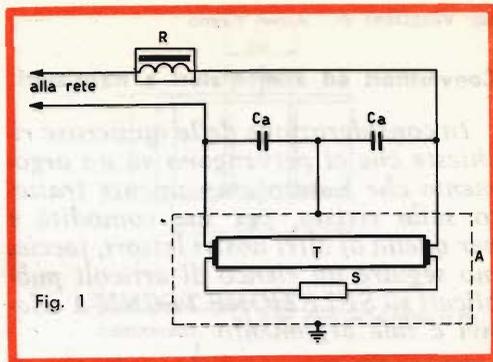
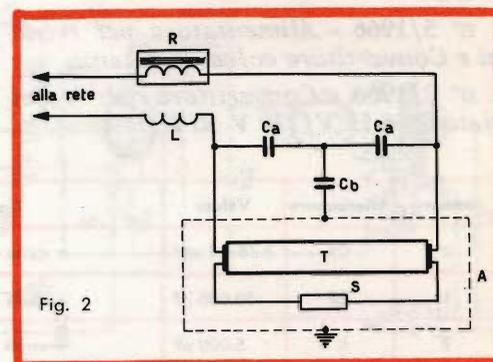



Fig. 1

Qualora tutto il complesso sia in ordine si dovrà procedere ad inserire uno dei filtri indicati in figura 1 e 2 a seconda della gravità del disturbo.

I condensatori, che saranno del tipo antiinduttivo e adatti per tensioni di punta di almeno 1.500 V, dovranno avere le seguenti capacità: « CA » = 50.000 pF, « CB » = 5.000 pF. La bobina « L » sarà formata da 450 fino a 600 spire di filo di rame smaltato da 6/10 (fino ad un massimo di 10/10 a seconda del valore della corrente che deve attraversarla.

Fig. 2

Sig. **VOLLORNI G.** - Ascoli Piceno

Convertitori ed alimentatori a transistori

In considerazione delle numerose richieste che ci pervengono su un argomento che è stato ampiamente trattato sulla rivista, per sua comodità e per quella di altri nostri lettori, facciamo seguire un elenco di articoli pubblicati su SELEZIONE TECNICA relativi a tale argomento:

n° 11/12-1962 - *Tre interessanti convertitori da 40 W, 600 W, 125 W.*

n° 9/1963 - *Alimentatore stabilizzato a transistori.*

n° 11/1963 - *I convertitori di potenza con uscita cc. Potenza di uscita 200 W, 420 W.*

n° 2/1964 - *I convertitori di potenza con uscita ca a 50 Hz. Potenza di uscita 7,5 VA, 35 VA, 40 VA, 220 VA.*

n° 3/1964 - *Convertitore ed invertitore per lampade fluorescenti da 40 W.*

n° 6/1964 - *Alimentatore stabilizzato 220 V/12 V 3,7 A.*

n° 12/1964 - *Convertitore cc/ca 225W.*

n° 2/1965 - *Invertitore per lampade fluorescenti da 4 e 6 W.*

n° 4/1965 - *Invertitore per lampade fluorescenti da 20 W.*

n° 9/1965 - *Alimentatore stabilizzato.*

n° 11/1965 - *Convertitore cc/ca di bassa potenza.*

n° 2/1966 - *Convertitore cc/ca 140W.*

n°4/1966 - *Alimentatore stabilizzato a B.T.*

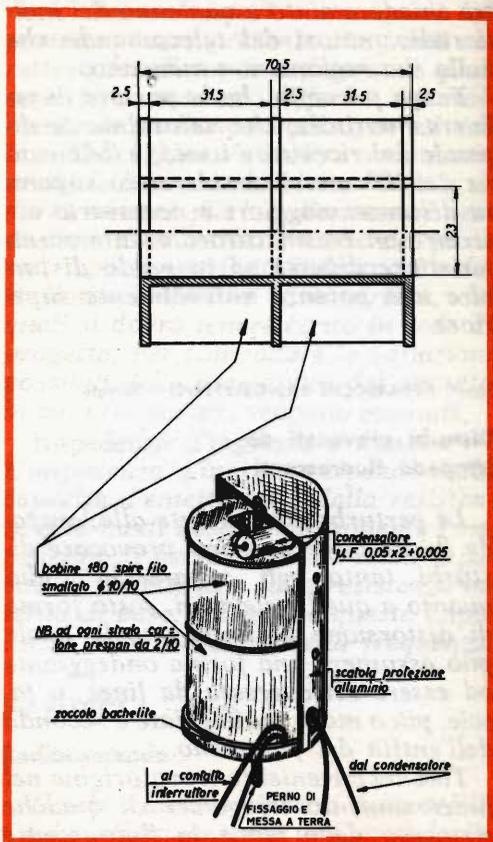
n° 5/1966 - *Alimentatore per treni e Convertitore cc/ca di potenza.*

n° 8/1966 - *Convertitore per rasoi elettrici 6-12 V/220 V 50 Hz.*

Sig. **VALLABINI I.** - Aquila

Disturbi

Il dispositivo che le abbiamo consigliato per eliminare la scintilla che si manifesta al momento d'apertura del circuito naturalmente vale anche nel caso in cui la commutazione sia ottenuta meccanicamente, od elettricamente, anzichè manualmente.

I condensatori da usare devono essere del tipo a carta in olio, *tensione di punta* 3.000 *V che si trovano comunemente in commercio. In considera-*

Numero	Riferimento	Valore	Tipo e caratteristiche	V.p.	V.I. max.	A. max.
2	C1	0,75÷1 mH	a carta in olio	3000	300	—
1	C2	50.000 pF	a carta in olio	3000	300	—
2	L	5.000 pF	a strati o a minima perdita	—	—	circa 2.5 A

zione del fatto che la tensione di alimentazione del magnete è minima può usare condensatori adatti a tensioni di punta molto inferiori.

Nella tabella riportiamo un dispositivo di silenziamento più perfezionato e che eventualmente potrà realizzare in caso di scarso rendimento del dispositivo precedente.

Sig. **MARCHIOVELLO O.** - Milano

Amplificatore di facile costruzione

Su SELEZIONE RADIO TV sono stati pubblicati numerosissimi schemi di amplificatori a valvole ed a transistor completi di descrizione, di schema elettrico e sovente accompagnati dallo schema di montaggio.

Fra questi, tenuto conto che Lei non ha troppa dimestichezza con le radiocostruzioni, le consigliamo il TR 114 descritto nel n° 11/12 dell'anno 1962 ed il cui materiale è reperibile presso la sede della G.B.C. di Milano o di Cinisello Balsamo.

In fig. 1 pubblichiamo lo schema di un semplicissimo amplificatore a valvole il quale, potrà consentirLe di ottenere dei risultati veramente brillanti. Si tratta di un amplificatore studiato dalla MULLARD che consente di ottenere una potenza d'uscita dell'ordine dei 3,5 W. Per un'uscita di 2,5 W la distorsione è veramente trascurabile.

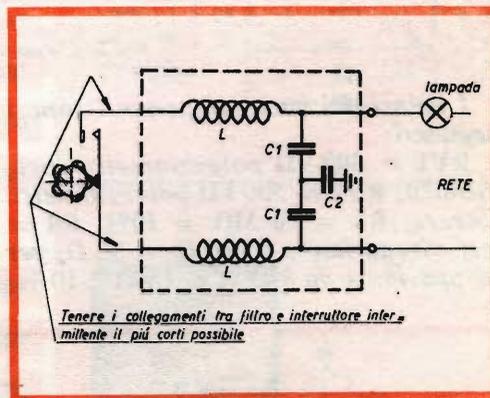
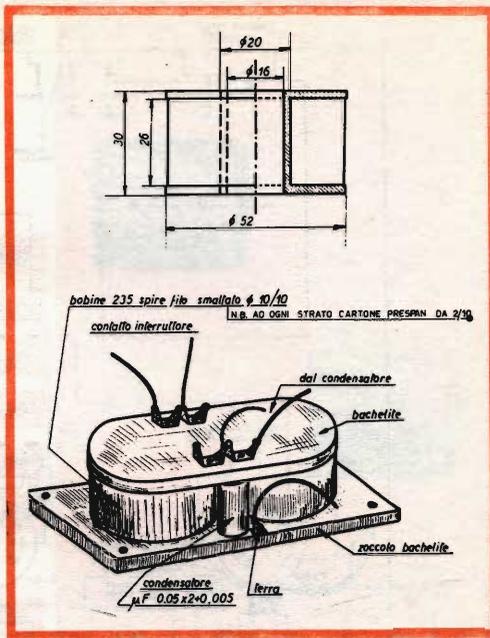



Fig. 1 - Schema dell'amplificatore da 3,5 W.

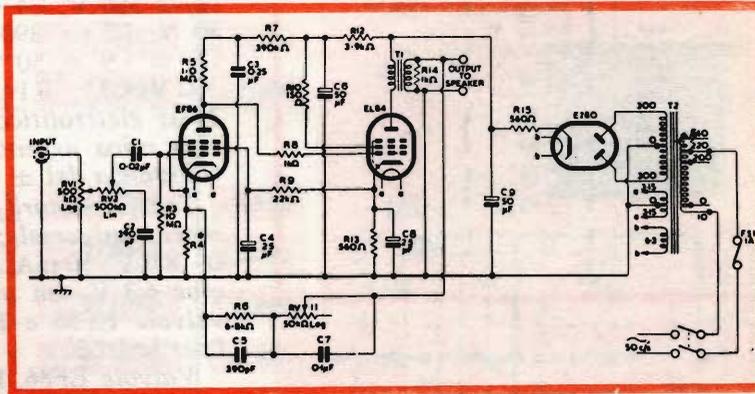
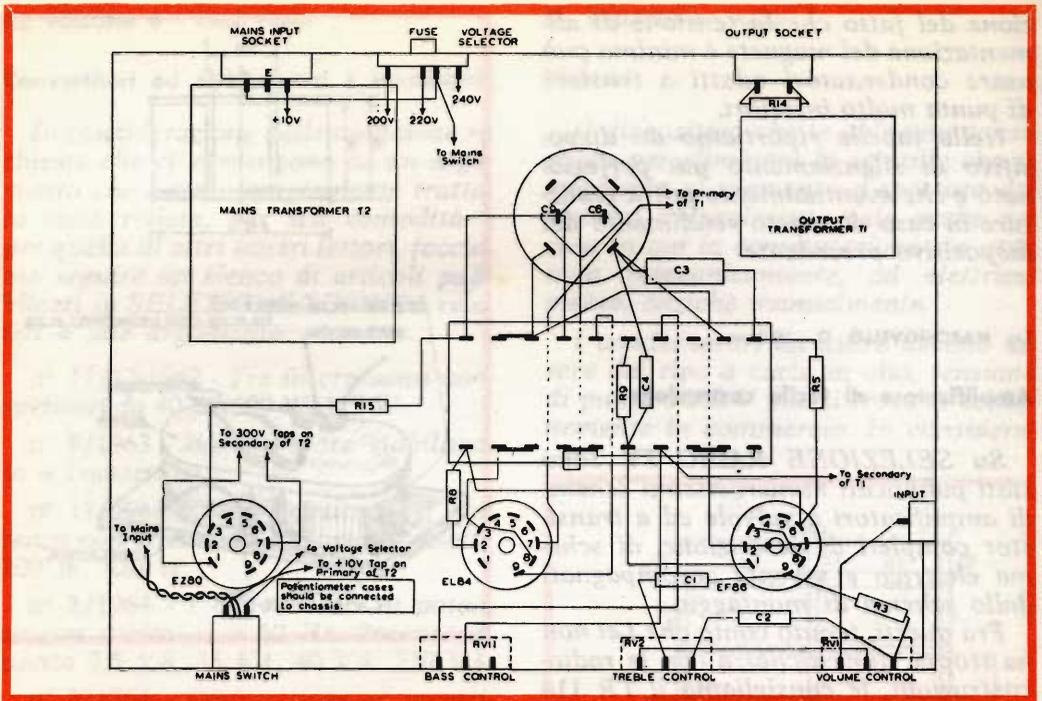



Fig. 2 - Chassis visto dal lato inferiore.

I valori dei vari componenti sono i seguenti:

RV1 = 500 kΩ *potenziometro logaritmico;* RV2 = 500 kΩ *potenziometro lineare;* R3 = 10 MΩ ± 20%; R4 = *per altoparlante da* 15 Ω = 82 Ω, *per altoparlante da* 3,75 Ω = 150Ω ±10 %;

Fig. 3 - Piastrina porta resistori e condensatori.

R5 = 1 MΩ *ad elevata stabilità;* R6 = 6,8 kΩ ± 10%; R7 = 390 kΩ, ± 10%; R8 = 1 kΩ ± 20%; R9 = 22 kΩ ± 10%; R10 = 150 Ω ± 20%; RV11 = 50kΩ *potenziometro logaritmico;* R12 = 3,9 kΩ ± 10 ½ W; R13 = 560 Ω ± 5% 3 *W a filo;* R14 = 1 kΩ ± 20%; R15 = 560 Ω ± 20%, 2 W. *Salvo indicazione contraria, le resistenze dovranno essere da ¼ W.*

C1 = 0,02 μF *carta* 150 *V;* C2 = 390 pF *mica argentata;* C3 = 0,25 μF *carta* 350 V; C4 = 25 μF *elettrolitico* 50 V; C5 = 390 pF *mica argentata;* C6 = C9 = 50 + 50 μF *elettrolitici* 350 V; C7 = 0,1 μF *carta* 150 V; C8 = 25 μF *elettrolitico* 50 V. (*I condensatori a mica argentata devono avere la tolleranza del* ± 10%).

Trasformatore di alimentazione: primario universale; secondario AT 300 - 0 - 300 V - 60 mA; BT = 3,15 - 0 - 3,15 V *cioè 6,3 V con presa centrale (per le valvole* EF86 *e* EL84) *e 6,3 V - 1 A (per la* EZ80).

Valvole EF86, EL84, EZ80.

Strumenti da pannello elettromagnetici per corrente alternata
Classe: 1,5
Tensione d'isolamento: 2000 V

Voltmetri mod. 55

Portata:			
Portata:	15 V	T/2030	2.950
»	30 V	T/2032	2.950
»	60 V	T/2034	2.950
»	150 V	T/2036	2.950
»	300 V	T/2038	3.150
»	500 V	T/2040	3.150

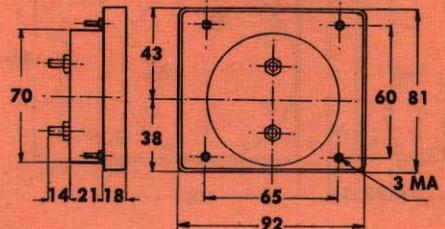
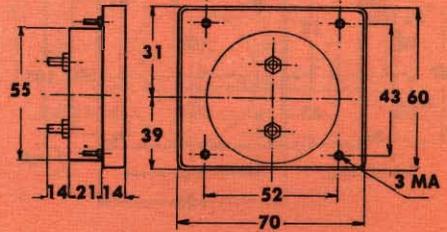
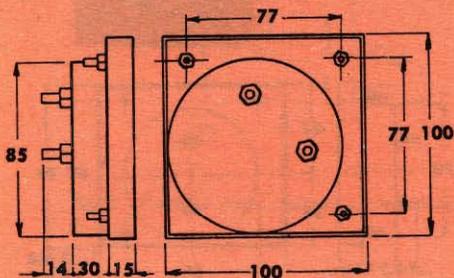
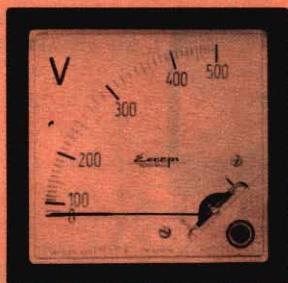
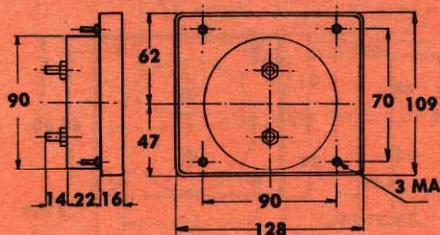
Voltmetri mod. 55 Lux

Portata:			
Portata:	15 V	T/2042	3.350
»	30 V	T/2044	3.350
»	60 V	T/2046	3.350
»	150 V	T/2048	3.350
»	300 V	T/2050	3.550
»	500 V	T/2052	3.550

Voltmetri mod. 70

Portata:			
Portata:	15 V	T/2054	3.350
»	30 V	T/2056	3.350
»	60 V	T/2058	3.350
»	150 V	T/2060	3.350
»	300 V	T/2062	3.500
»	500 V	T/2064	3.500

Voltmetri mod. 70 Lux

Portata:			
Portata:	15 V	T/2066	3.950
»	30 V	T/2068	3.950
»	60 V	T/2070	3.950
»	150 V	T/2072	3.950
»	300 V	T/2074	4.150
»	500 V	T/2076	4.150

55 31 39 43 60 3 MA 14 21 14 52 70

70 43 38 60 81 3 MA 14 21 18 65 92

Strumenti da pannello
elettromagnetici per corrente alternata
Classe: 1,5
Tensione d'isolamento: 2000 V

Voltmetri mod. 90

Prezzo	Codice	Portata
4.400	T/2078	Portata: 15 V
4.400	T/2080	» 30 V
4.400	T/2082	» 60 V
4.400	T/2084	» 150 V
4.550	T/2086	» 300 V
4.550	T/2088	» 500 V

Voltmetri mod. 90 Lux

Prezzo	Codice	Portata
4.600	T/2090	Portata: 15 V
4.600	T/2092	» 30 V
4.600	T/2094	» 60 V
4.600	T/2096	» 150 V
4.800	T/2098	» 300 V
4.800	T/2100	» 500 V

Voltmetri mod. 100

Prezzo	Codice	Portata
4.850	T/2102	Portata: 15 V
4.850	T/2104	» 30 V
4.850	T/2106	» 60 V
4.850	T/2108	» 150 V
4.950	T/2110	» 300 V
4.950	T/2112	» 500 V

Strumenti da pannello
elettromagnetici per corrente alternata
Classe: 1,5
Tensione d'isolamento: 2000 V

Amperometri mod. 55

Portata:		
Portata: 5 A	T/2120	2.950
» 10 A	T/2122	2.950
» 15 A	T/2124	2.950
» 25 A	T/2126	2.950
» 50 A	T/2128	3.500

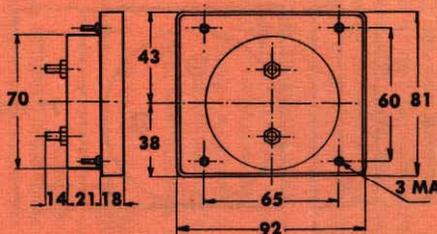
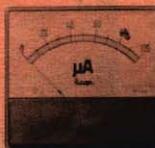
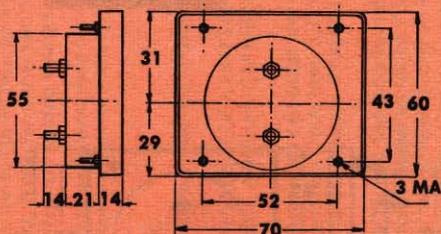
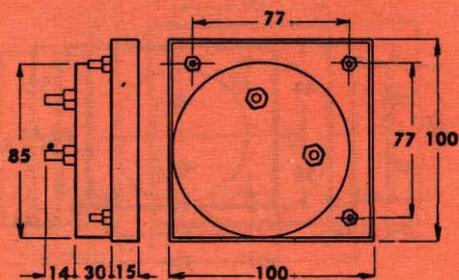
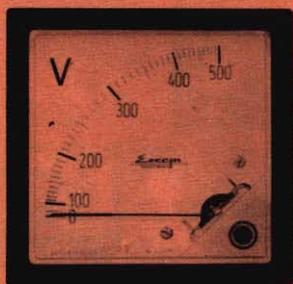
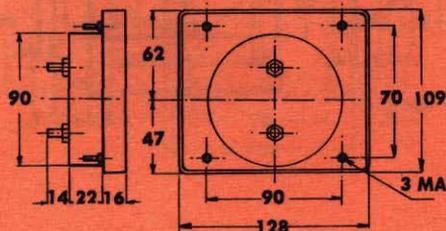
Amperometri mod. 55 Lux

Portata:		
Portata: 5 A	T/2130	3.350
» 10 A	T/2132	3.350
» 15 A	T/2134	3.350
» 25 A	T/2136	3.350
» 50 A	T/2138	4.150

Amperometri mod. 70

Portata:		
Portata: 5 A	T/2140	3.350
» 10 A	T/2142	3.350
» 15 A	T/2144	3.350
» 25 A	T/2146	3.350
» 50 A	T/2148	4.150

Amperometri mod. 70 Lux

Portata:		
Portata: 5 A	T/2150	3.950
» 10 A	T/2152	3.950
» 15 A	T/2154	3.950
» 25 A	T/2156	3.950
» 50 A	T/2158	4.400

Strumenti da pannello elettromagnetici per corrente alternata
Classe: 1,5
Tensione d'isolamento: 2000 V

Amperometri mod. 90

Prezzo	Codice	Portata
4.400	T/2160	Portata: 5 A
4.400	T/2162	» 10 A
4.400	T/2164	» 15 A
4.400	T/2166	» 25 A
4.800	T/2168	» 50 A

Amperometri mod. 90 Lux

Prezzo	Codice	Portata
4.600	T/2170	Portata: 5 A
4.600	T/2172	» 10 A
4.600	T/2174	» 15 A
4.600	T/2176	» 25 A
4.900	T/2178	» 50 A

Amperometri mod. 100

Prezzo	Codice	Portata
4.850	T/2180	Portata: 5 A
4.850	T/2182	» 10 A
4.850	T/2184	» 15 A
4.850	T/2186	» 25 A
4.950	T/2188	» 50 A

Il portatile dall'uso universale
di eccezionali prestazioni.

L'11 pollici « Jerry », rappresenta per le sue concezioni veramente nuove, un capolavoro dell'elettronica moderna e, grazie alle sue caratteristiche superiori, viene considerato un fuori classe. La sua estetica, sobria ed elegante, risponde pienamente al gusto moderno.

Jerry — UT/110 L. 165.000